

RLNC*2024

16 – 18 апреля 2024 г.

Сборник трудов
XXX Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»

Том 4

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

АО «КОНЦЕРН “СОЗВЕЗДИЕ”»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXX Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.)

Т о м 4

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2024

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXX Меж-
Р15 дународной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2024.
ISBN 978-5-9273-3964-8

Т. 4. – 2024. – 482 с.
ISBN 978-5-9273-3968-6

В сборник вошли материалы XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2024), 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 978-5-9273-3968-6 (т. 4)
ISBN 978-5-9273-3964-8

© Воронежский государственный университет, 2024
© АО «Концерн “Созвездие”», 2024
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2024

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

НЕКОТОРЫЕ ЗНАЧИМЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ РОССИЙСКИХ УЧЕНЫХ В ОБЛАСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
А. А. Зацаринный.....1

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ УСТОЙЧИВОГО РАЗВИТИЯ ПРЕДПРИЯТИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА В 2020 - 2030 ГОДЫ
В. И. Борисов 10

ФРАКТАЛЫ, МЕТАПОВЕРХНОСТИ, СИСТЕМЫ РСА И MIMO: ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ И СТРАТЕГИЯ ТЕХНОЛОГИЙ
А. А. Потапов.....19

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

СИГНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ
А. В. Зюльков..... 48

АДАПТИВНАЯ ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА
Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, В. Д. Шутов 54

АДАПТИВНОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ЛУЧА НА ОСНОВЕ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН.
Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман, М. С. Киреев..... 61

АЛГОРИТМ ПОФРАГМЕНТНОЙ АВТОФОКУСИРОВКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
И. А. Кузьмин 69

АЛГОРИТМ УМЕНЬШЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ГИБРИДНЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ
Л. И. Аверина, И. В. Завгородний, О. К. Каменцев 78

АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО ТРАКТА
Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, А. Ю. Лафицкий..... 88

АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ КВАДРАТУРНЫХ ЗАДЕРЖЕК В ПЕРЕДАТЧИКЕ В КОГЕРЕНТНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКАХ ДЛЯ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС
Л. В. Ладыгина, А. В. Лужбинин, Г. Б. Сидельников 95

АНАЛИЗ НЕЙРОСЕТЕВЫХ АРХИТЕКТУР ВЕРИФИКАЦИИ ДИКТОРОВ
А. Н. Голубинский, Н. П. Колмаков 103

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ИНФОРМАЦИОННЫМ АТАКАМ ТИПА DOS И DDOS
А. В. Лубенцов, А. И. Пузанкова 112

АНАЛИЗ УЯЗВИМОСТЕЙ СИСТЕМЫ РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА В МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д. А. Кошелев, М. Г. Шульгин 121

АППРОКСИМАЦИЯ ПОРОГА ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СПЕКТРОГРАММ
А. Б. Токарев, Д. В. Шатилов 126

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА
М. Л. Артемов, М. П. Сличенко, С. П. Трушин 134

РЕЗУЛЬТАТЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА
М. Л. Артемов, М. П. Сличенко, С. П. Трушин 140

АУТЕНТИФИКАЦИЯ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ КЭШИРОВАНИЯ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ
И. А. Сорокин, С. В. Шахтанов 146

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ЕСТЕСТВЕННЫМ КУБИЧЕСКИМ СПЛАЙНОМ С АНАЛИЗОМ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ
А. В. Лубенцов 155

ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ZERO-DAY АТАК
О. И. Воротий, А. П. Мальцев, Д. К. Тузбеков, К. В. Яцук 163

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМАМИ СВЯЗИ
А. И. Власова, А. В. Лубенцов 168

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ЭЭГ С ВОЛНОЙ Р300
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко 175

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЭЛАСТОГРАФИИ БИОТКАНЕЙ НА ОСНОВЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ ВОЛН
Д. А. Кравчук, А. И. Михралиева, Н. Н. Чернов 180

ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ТРУБ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ
Д. А. Кравчук, С. В. Лыков, А. В. Ряжкин 184

К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЯ-ЧАСТОТНОГО СДВИГА ФКМ СИГНАЛА
Д. Н. Ивлев, А. В. Ширкаев 189

КИБЕРАТАКИ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ
О. И. Воротий, Д. Д. Горобцов, Д. А. Моисеев, К. В. Яцук 196

КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ЗАДЕРЖЕК МНОГОКАНАЛЬНОГО АЦП
Н. А. Семенов 202

МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко 209

МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ФИЛЬТРАЦИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко 212

МЕТОДИКА ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ДЕКАМЕТРОВЫМ КАНАЛАМ С ЗАДАННОЙ ОПЕРАТИВНОСТЬЮ
И. В. Соколовский, О. И. Сорокин 216

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА
Б. В. Илларионов, Д. С. Малиев, В. В. Филоненко 221

МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ЦЕЛЯХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ УГОЛОВНО - ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ
А. В. Лубенцов, А. А. Ярцева 227

НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ КГТА ИМЕНИ В. А. ДЕГТЯРЁВА: ПРОЕКТЫ В ОБЛАСТИ СВЯЗИ, НАВИГАЦИИ И ТЕХНОЛОГИЙ БОРЬБЫ С ДРОНАМИ
А. Ю. Замятин, А. В. Толстиков 233

О ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ КЛАССАХ БЕРНШТЕЙНА В ЗАДАЧАХ СИНТЕЗА АНТЕНН
А. В. Костин, Д. В. Костин 243

ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ТЕХНИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ
С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов 248

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО (ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО) ПОТОКА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ИМИТОЗАЩИТЫ
С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов 254

ОБНАРУЖЕНИЕ РАЗЛАДКИ ВИДА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ
О. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов 261

ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОГО СДВИГА С ЧИСЛАМИ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов 269

ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОЙ ИНВЕРСИИ ЧИСЕЛ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов 272

ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ С "ЛИНЕЙНОЙ" ТОПОЛОГИЕЙ
Т. Ч. Буй, В. И. Парфенов 276

ОПТИМИЗАЦИЯ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА СОРТИРОВКИ ДЛЯ ЗАДАЧ «МЯГКОГО» ДЕКОДИРОВАНИЯ БЛОЧНОГО КОДА
Д. Ю. Бухан, В. О. Голышев, А. А. Дягилев, А. А. Юрьева 286

ПЕРИОДОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА НА ОСНОВЕ ОДНОБИТНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ И РАВНОМЕРНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА
В. Н. Якимов 292

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФИЛЬТРА СИГНАЛА С V-ОБРАЗНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин, Р. И. Рюмшин 298

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ НЕМОНОИМПУЛЬСНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ
И. С. Дмитриев, О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко 307

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко 317

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В СИСТЕМАХ РАДИО- И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ
Е. В. Кравцов, И. А. Сидоренко 325

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ТЕОРИИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов 331

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ INVMIXCOLUMNS-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
И. А. Проворнов 334

ПРОБЛЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ В РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ. АУТЕНТИФИКАЦИЯ И ШИФРОВАНИЕ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ
Н. А. Бабин, М. В. Григорьев, Д. А. Иванов 339

РАЗРАБОТКА И ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ НЕЙРОСЕТИ ВЫЯВЛЯЮЩЕЙ ВЫЗВАННЫЕ ПОТЕНЦИАЛЫ МОЗГА ДЛЯ АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСОВ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов 344

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ, ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА ТУРБУЛЕНТНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА ПОСЛЕ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА НА ОСНОВЕ КАРДИОДАТЧИКА HEARTYPATCH
Д. В. Журавлёв, Я. Ю. Шестакова 351

СЛЕПАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ OFDM - ППРЧ
В. Г. Карташевский, А. С. Сазонов, Е. С. Семенов 359

СОЗДАНИЕ РЕТРАНСЛЯТОРОВ РАДИОКАНАЛОВ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СЕМЕЙСТВА «КОВРОВЕЦ-01»
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин 370

СПОСОБ РАЦИОНАЛЬНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В КАНАЛАХ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
А. Н. Новиков 380

СПОСОБЫ ПОНИЖЕНИЯ УРОВНЯ «ПОЛКИ» В ПРОСТРАНСТВЕННО-ОБЪЕДИНЕННЫХ КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЯХ
Д. Ю. Бухан, А. А. Дягилев, А. С. Кобзев, Г. Б. Сидельников, А. А. Юрьева 386

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов 390

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ
А. А. Калининский, В. И. Парфенов..... 398

СУЩЕСТВУЮЩИЕ ПРАКТИКИ, МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ОЦЕНКИ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ, ВКЛЮЧАЯ БЕСПИЛОТНЫЕ АВИАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин 405

ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ
В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д. А. Кошелев, М. Г. Шульгин 416

УПРОЩЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ ЭФФЕКТА ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ В ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС
Г. Б. Сидельников..... 419

ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЛЧМ КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ
Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, М. А. Ханина..... 427

Том 2

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

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАЗРЫВНОГО РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ
М. Б. Беспалова, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов.....1

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАЗРЫВНОГО РАДИОИМПУЛЬСА И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ
М. Б. Беспалова, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов.....11

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ
В. К. Клочко 20

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АЛГОРИТМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЛОКАТОРЕ С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ
Г. Л. Павлов, А. Ю. Перов, В. Б. Сучков 29

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА И ФОНА
В. Н. Верещагин, Ю. Э. Корчагин.....39

МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ОШИБКИ В ОЦЕНКЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТЕЛЕВИЗИОННОМ МОНОХРОМНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ
М. В. Доскалов.....50

МОДЕЛЬ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО РАЗРЕШЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КАДРА ПО КРИТЕРИЮ МИНИМИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ СЪЕМКИ РАЙОНА
М. В. Доскалов, И. А. Ковтун.....54

РАСПОЗНОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ, В ТОМ ЧИСЛЕ, БЕСПИЛОТНЫХ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ, НА ОСНОВЕ БИБЛИОТЕК OPENCV И ОДНОПЛАТНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ
Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, М. Э. Мироненко.....60

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО СИСТЕМЕ АЛГОРИТМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА БОРЬБЫ С МАЛОГАБАРИТНЫМИ БПЛА
Д. С. Качанов, Р. Е. Меркулов, В. В. Плеве, А. В. Силюнцев.....69

СЕГМЕНТАЦИЯ МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ
Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов 75

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин. 81

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

АДАПТИВНЫЙ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ
С. В. Овсянников 84

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ВЫБРАННЫХ КРИТЕРИЕВ
Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский 91

АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ЛОГНОРМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
В. А. Зизевский, С. М. Одоевский, М. И. Рафальская 96

ВЛИЯНИЕ ИНТЕРВАЛА ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ КАНАЛА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ MIMO
Н. В. Карпенко, Н. В. Киселев, В. Е. Тоискин, В. А. Цимбал 106

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО РАДИОКАНАЛУ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЗЛОУМЫШЛЕННИКА
Г. С. Мартюшев, Д. С. Махов, А. В. Шумбар 115

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ФНЧ ПЕРЕДАТЧИКА РЕЧИ НА БИТОВУЮ ОШИБКУ ПРИЕМА И ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ
А. С. Марков 120

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕРМИНАЛОВ ОСНОД САМОЛЁТОВ ОПЕРАТИВНО-ТАКТИЧЕСКОЙ АВИАЦИИ ПРИ СОВМЕСТНОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ НЕСКОЛЬКИХ ГРУПП АБОНЕНТОВ В ОБЩЕЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ
А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров.....130

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФОРМЫ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА АНТЕННЫ СПУТНИКА-РЕТРАНСЛЯТОРА ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ
К. М. Занин.....136

МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСКАЖЕННЫХ СООБЩЕНИЙ
М. С. Амирьян, М. И. Андрейченко 143

МЕТОД ВЫЯВЛЕНИЯ ПРОТОКОЛЬНЫХ БЛОКОВ ДАННЫХ КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ
А. В. Кудрин.....148

МЕТОДИКА АДАПТАЦИИ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНОГО РАЗЛИЧИТЕЛЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ
С. В. Овсянников 158

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНОГО БЛОЧНОГО МНОГОУРОВНЕВОГО КОДА С НИЗКОЙ СЛОЖНОСТЬЮ ДЕКОДИРОВАНИЯ
И. В. Остроумов, И. В. Свиридова, М. В. Хорошайлова 163

МЕТОДИКА ПРИЕМА И ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С КОМПЕНСАЦИЕЙ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ
М. С. Иванов, А. В. Леньшин, А. Д. Стрельников.....168

МЕТОДИКА СОВМЕСТНОГО КОДИРОВАНИЯ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ
М. В. Хорошайлова 181

МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ ДИАГНОСТИКИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ
О. А. Кудрявцев 187

МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ЗАЩИТОЙ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ
О. А. Кудрявцев 193

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ
А. С. Коротков, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин 199

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРА ЗАГОЛОВКА ПРОПРИЕТАРНОГО ПРОТОКОЛА КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ОЦЕНИВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭНТРОПИИ КАДРОВ В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
А. Г. Крылов, В. В. Кузьмин, К. В. Семенов 209

ОСОБЕННОСТИ СОЗДАНИЯ АКТИВНЫХ ПОМЕХ КАНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
М. Н. Ирмагамбетов, Н. С. Калина, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин 219

ОСОБЕННОСТИ УСТРАНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ПЕТЛИ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ДЛЯ БОРТОВЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ
Н. С. Грицак, Н. М. Тихомиров 229

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ С АДАПТИВНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ ОПТИМИЗИРОВАННЫХ ПОМЕХ
В. О. Ключников, С. М. Одоевский, Р. С. Султанов 238

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА В ПРИНИМАЕМОМ СИГНАЛЕ
А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопалов 248

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин 258

ПОДХОД К ОЦЕНИВАНИЮ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Писной 261

ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ И БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМ БИОМЕТРИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ
А. В. Пономарев, А. П. Чернышов, Д. С. Юдаков 266

ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ И КАЧЕСТВА СВЯЗИ
Д. С. Мацокин, А. А. Калинин, А. А. Пирогов, М. А. Ромащенко, А. Г. Халдобин 272

ПРОБЛЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ СВЯЗИ БПЛА
С. Д. Гончаренко, А. В. Останков 277

ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С КОРОТКИМ ЖИЗНЕННЫМ ЦИКЛОМ
А. А. Бречко 284

РАДИОСИСТЕМА С ФИКСИРОВАННОЙ ДАЛЬНОСТЬЮ ДЕЙСТВИЯ НА ОСНОВЕ ВОЛН С НЕНУЛЕВЫМ ОРБИТАЛЬНЫМ УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ
Ю. М. Мелёшин 288

РАЗРАБОТКА АСИНХРОННОГО ИНТЕРФЕЙСА МОЗГ-КОМПЬЮТЕР НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Р. М. Саминов 293

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ РЕГИСТРАЦИИ ЭЭГ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Д. А. Кисленков 298

РАСШИРЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ БОРТОВОЙ РАДИОСТАНЦИИ УКВ ДИАПАЗОНА С УСТРОЙСТВОМ СЕЛЕКТИВНОГО ВЫЗОВА НА ОСНОВЕ ШИФРОВАНИЯ КОДАМИ ГОППЫ
В. В. Лебедев, А. Д. Стрельников 306

СИГНАЛ СИНХРОНИЗАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЙ В ЦИФРОВЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ И ОБОРУДОВАНИИ
К. А. Батенков 315

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СПУТНИКОВЫМИ СЕТЯМИ С ЭЛЕМЕНТАМИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА
О. А. Симонина, А. Д. Скорик 319

СПОСОБ УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ УКВ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ OFDM СИГНАЛОВ
А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров 328

СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОСТИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ
Е. О. Лепешкин, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, И. С. Черных 332

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ СИСТЕМА ДЕ**Ы**ПОНИРОВАНИЯ КЛЮЧЕЙ ШИФРОВАНИЯ
В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов 341

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ФОТОНИКИ
Б. А. Бараболя 345

ФОРМИРОВАНИЕ МЕТРИКИ СВЕТОВОГО ПУТИ В СОВРЕМЕННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ СВЯЗИ
А. П. Бойко 352

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

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА АТМОСФЕРНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ OFDM-ТИПА В ТУРБУЛЕНТНОМ КАНАЛЕ
Р. П. Краснов 358

АНАЛИЗ СИГНАЛА ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ЦЕЛЬЮ КЛАССИФИКАЦИИ И РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ
Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова 363

МАКЕТ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ КАДРА СКАНИРОВАНИЯ
Е. А. Антонов, И. Е. Гусаров, А. И. Калугин 368

ПРИМЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ
Д. А. Кравчук 375

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛЮКОЗЫ В КРОВИ IN-VIVO.
Д. А. Кравчук, А. С. Остриков 380

УВЕЛИЧЕНИЕ ВРЕМЕНИ РАБОТЫ ЛАЗЕРНОЙ УСТАНОВКИ МОНИТОРИНГА ЗАГРЯЗНЕНИЙ АКВАТОРИЙ ВОДОЕМОВ МИКРОПЛАСТИКОМ
В. А. Алексеев, М. Р. Зарипов 383

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

АКТИВНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ДИАГРАММОБРАЗУЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И НЕСИММЕТРИЧНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ВИВАЛЬДИ
Д. К. Проскурин 391

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МОДЕЛЕЙ ДВИЖЕНИЯ МАНЕВРЕННЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ
Н. С. Чичкин 395

ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИЕМНИКА НА СИГНАЛЬНУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ПРИ ПРИЕМЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА
Г. А. Бакаева.....405

ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТЕООСАДКОВ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ РАВНОУДАЛЁННЫМИ ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ РАДИОВОЛНАМИ
Д. К. Берестин, Е. Л. Шошин.....411

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЗАКОНА ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ПОТЕНЦИАЛЬНУЮ ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
А. А. Тарасенков, А. А. Монаков.....421

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТА АДАПТИВНОЙ ФАР И ПРОХОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ ДЛЯ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ БОРТОВОГО БАЗИРОВАНИЯ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев.....429

К ВОПРОСУ О СНИЖЕНИИ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С АФАР
Н. А. Кушнерев, Д. О. Попов, М. В. Родин.....436

ОБ УСЛОВИЯХ СУЩЕСТВОВАНИЯ РЕШЕНИЯ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ТРЕМ РЕПЕРНЫМ ТОЧКАМ ПРИ ПОМОЩИ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОГО МЕТОДА
М. С. Иванова, Л. А. Минин, С. Н. Ушаков.....442

Том 3

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

ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ НА ДАЛЬНОСТНО-СКОРОСТНЫХ ПОРТРЕТАХ РАДИОЛОКАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
В. Ю. Нестеров, А. А. Тучков, Н. И. Чиков.....1

ОПТИМИЗАЦИЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ПРИ РАЗЛИЧНОМ УРОВНЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ВЫПОЛНЯЕМЫХ ОПЕРАЦИЙ
О. А. Лыкова, С. А. Мочалов.....12

ОПЫТ УПРОЩЕНИЯ КОНСТРУКЦИИ И УДЕШЕВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ БПЛА
В. К. Цветков.....20

ОЦЕНКА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОРИЕНТАЦИИ СЕКЦИЙ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА
Д. С. Федоров.....26

ПОВЫШЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
К. Н. Чугай 34

ПОМЕХОУСТОЙЧИВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ВЗАИМНЫМ ВЛИЯНИЕМ И ОПТИМИЗАЦИЕЙ НАГРУЗОЧНЫХ ИМПЕДАНСОВ
М. В. Грачев, Е. А. Клименцова 41

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ТРАЕКТОРИЙ
А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков 48

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РАЗРАБОТКЕ АДАПТИВНОГО К УСЛОВИЯМ НАБЛЮДЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
Е. Н. Буйлов, А. С. Солонар.....53

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
Т. К. Анфиногентова, Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин 63

РАЗРЕШЕНИЕ ДВУХ ТОЧЕЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ С ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ
А. А. Монаков 67

РАССЕЯНИЕ ПЛОСКОЙ НЕГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ КЛИНЕ
А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....75

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ТРАЕКТОРИЙ
А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков 84

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов, А. С. Храменков, В. Г. Чигряй.....92

ЦИФРОВЫЕ ДВОЙНИКИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТОВ
Е. С. Емельянов, А. О. Кирьянов.....100

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

АДАПТИВНЫЙ МЕТОД ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В НЕРЕГУЛЯРНОМ ВОЛНОВОДЕ
В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец 109

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА ПО ДАННЫМ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МЭМС-МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ВЫЯВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ УЧАСТКОВ ЕГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ТРАЕКТОРИИ
О. О. Лободинова.....114

ВЛИЯНИЕ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВОС-СИГНАЛОВ
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов 124

ВОЗМОЖНОСТЬ ОЦЕНКИ ГЛУБИНЫ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В МЕЛКОВОДНОМ ВОЛНОВОДЕ
С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко, В. М. Кузькин, А. С. Переселков.....134

ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ
В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....142

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ЗАГРУБЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ.
П. Д. Коратаев, Д. С. Крыгин, В. В. Неровный, А. Р. Храбров.....147

МЕТОД ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОДВОДНОГО ГЛАЙДЕРА
И. М. Косенко, В. М. Кузькин, А. Ю. Малыхин, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец 153

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ ПЛОТНОЙ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ
А. Е. Макаров, И. В. Рябов.....161

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-УДАРНОГО КОНТУРА ЗА СЧЕТ ВНЕДРЕНИЯ В НЕГО СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ
А. В. Коровин, А. А. Курносов.....167

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В ПЛОТНОМ СПЕКТРЕ РАДИОСИГНАЛОВ
М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин 173

МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ ГЕОЛОКАЦИИ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАЗНОСТНО-СКОРОСТНОГО МЕТОДА
В. В. Адиатулин, Е. С. Антонышев, В. А. Кульпин, Р. Р. Саниев 178

О МЕТОДЕ ГРУППОВОЙ НАВИГАЦИИ С ЛИДЕРОМ
В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, А. Ф. Щербатюк.....191

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....197

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОНФИГУРАЦИИ СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С ПОМОЩЬЮ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА
И. Ю. Еремеев, К. А. Неретина, В. В. Печурин.....205

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОШИБОК ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ТОЧНОСТЬ КООРДИНАТОМЕТРИИ УПРАВЛЯЕМЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ
Ю. Л. Козирацкий, Р. Г. Хильченко, Е. М. Шутько.....213

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РАБОТЫ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ, ПРИМЕНЯЮЩИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ
М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин 223

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ АВИАЦИИ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКИХ СИЛ
А. В. Коровин, Н. И. Костыркин, Д. А. Устюжанин.....229

РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЙ НА ПАССИВНЫЙ РАДИОМАЯК С ЗАДАННЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ РАССЕЯНИЯ
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков 232

РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗНОСТНО- ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИРИ В ББ
И. О. Смольняков, А. Ю. Трущинский, И. О. Щипачкин.....237

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА
А. В. Коровин, Д. А. Устюжанин 244

СРАВНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ ПРИ ПОИСКЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ
Н. А. Неровная, В. В. Неровный, В. С. Радько, В. В. Филоненко.....251

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ МВОС-СИГНАЛОВ
П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный, П. С. Облов.....257

СЦЕНАРИИ РОЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ
А. А. Васильченко 267

УЛУЧШЕНИЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ УСТРОЙСТВА ДЛЯ РАБОТЫ С ГЛОБАЛЬНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ СПУТНИКОВЫМИ СИСТЕМАМИ
В. Б. Васильчук, Т. Ю. Урывская 274

УМЕНЬШЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ
Д. А. Киселев, П. Д. Коратаев, В. В. Неровный 278

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....282

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

ВЛИЯНИЕ ГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХСИГНАЛОВ
Т. Т. Доан, П. А. Трифонов 290

МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА С ИЗМЕНЯЕМОЙ ФОРМОЙ СКИ
А. М. Бобрешов, А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков 298

ОДНОВРЕМЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДВУХ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКА МЕТОДОМ МИНИМИЗАЦИИ КВАДРАТА НОРМЫ НЕВЯЗКИ
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков 303

СОВРЕМЕННЫЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин 314

УВЕЛИЧЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВУХТАКТНЫХ ОБОСТРИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ НА ДИОДАХ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА С ПРИМЕНЕНИЕМ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО ЗАПИРАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ
М. А. Назаров, Э. В. Семенов 317

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

АКТИВНАЯ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И ПАТЧ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
Д. К. Проскурин 323

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА ВОЗБУЖДАЮЩЕГО ПОЛЯ НА ОСЕВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ
А. А. Волков 330

АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ БЕЗ ЭФФЕКТА НОРМАЛИ
А. В. Останков, Е. Г. Хрипунов, А. Ю. Чернышев 336

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ЧАСТОТНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ
А. Я. Авраменко, В. Ю. Волков 346

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ДВУХЗАХОДНЫХ СПИРАЛЕЙ АРХИМЕДА, КОТОРЫЕ ВОЗБУЖДАЮТСЯ ШТЫРЯМИ СВЯЗИ, ПОГРУЖЕННЫМИ В ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ВОЛНОВОД
Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, В. А. Пендюрин, К. С. Сафонов 357

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ КРУГЛЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ФАЗИРУЮЩИМИ ПЛАСТИНАМИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....367

АНТЕННАЯ СИСТЕМА С КОММУТАЦИОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ КОНЦЕНТРИЧЕСКИХ КОЛЕЦ И ТЕМ-РУПОРА С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В РАДИАЛЬНОМ НАПРАВЛЕНИИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов.....379

ВАРИАНТ СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
В. В. Ковалевская, Ю. Г. Хренова, А. Ю. Чернышев, Н. Н. Щетинин.....386

ВАРИАЦИИ НАПРАВЛЕННЫХ И КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ, ВЫЗВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫМ СМЕЩЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ
Т. К.. Артёмова, Б. Э. Назаренко.....392

ВЕРОЯТНОСТЬ ПРОСТОЯ В MIMO СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАЗЛИЧНЫМИ ПРОСТРАНСТВЕННЫМИ СТРУКТУРАМИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ
Т. В. Нгуен, Ю. Н. Паршин.....400

ВИБРАТОРНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ДВУМЯ ОРТОГОНАЛЬНЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ
Д. К. Проскурин.....408

ВЛИЯНИЕ КОНФИГУРАЦИИ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ПЛОЩАДЬ ПОКРЫТИЯ И ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ В 5G
В. С. Чернов.....416

ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРА ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ ПОГРЕШНОСТЯХ РЕАЛИЗАЦИИ ФОКУСИРУЮЩЕГО ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
И. П. Громов, О. В. Потапова.....423

ВЛИЯНИЕ ЧАСТИЧНОГО СОЛНЕЧНОГО ЗАТМЕНИЯ 25 ОКТЯБРЯ 2022 Г. НА МАКСИМАЛЬНО НАБЛЮДАЕМУЮ ЧАСТОТУ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДОЛГОТНЫХ ТРАСС СРЕДНЕЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ
Г. Г. Вертоградов.....427

ВЫБОР ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ MU-MIMO
Е. В. Аверина, А. Ю. Лафицкий, К. В. Смусева.....435

Том 4

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

ВЫСОКОНАПРАВЛЕННАЯ ЛИНЕЙНАЯ ПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ
Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, Ю. Г. Пастернак.....1

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТКЕРИСТИКИ ЗАСОЛЕННЫХ ПОЧВ
С. А. Варнаков, С. В. Кривальцевич, А. О. Никифорова, А. С. Ященко.....11

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ УКВ-СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков.....16

ИНТЕГРАЦИЯ ОДНОРОДНОЙ ПОЛУСФЕРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ И ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ
С. И. Деревянкин, А. В. Останков.....22

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРГАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ В КАЧЕСТВЕ ВОЗМОЖНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ ПАТЧ-АНТЕНН
Н. А. Болдырев, А. В. Колосовский, А. С. Мазинов, А. В. Старосек, Д. К. Цапик.....28

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ВДОЛЬ ПРОВОДНИКОВ ПРИЗЕМНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕНН ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
С. А. Варнаков, Ю. А. Костычов, С. В. Кривальцевич, А. С. Ященко.....33

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИНУСОИДАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МАЛЫХ ВОЛНОВЫХ РАЗМЕРОВ
В. Ю. Зондаи, Д. П. Табаков.....38

ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СОСТАВА И ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫХ СИСТЕМ С ЭКРАНАМИ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕНН
А. Л. Бузов, М. А. Бузова, Н. А. Носов, А. В. Шляхов.....47

КОНСТРУКЦИЯ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА С ТЕМ- ВОЛНОЙ И ОСНОВНОЙ МАГНИТНОЙ ВОЛНОЙ ВОЛНОВОДНОГО ТИПА H10 МОБИЛЬНОГО ТЕРМИНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ KU-ДИАПАЗОНА
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....53

КРУГЛАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ФИЛЬТР-АНТЕННА С ЛЕВОЙ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ
М. С. Михайлов, Ф. Хабиб Раммах 59

ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ПИТАЕМАЯ С ПОМОЩЬЮ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....66

МАСШТАБИРУЕМАЯ СИСТЕМА ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
В. В. Задорожный 75

МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ ПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ШАРЕ
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, А. И. Половинкин, Ю. В. Соколова, И. В. Сушко, Д. С. Федоров ..84

МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СПЕКТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГРУНТА НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ КОМПОНЕНТОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ОТРЕЗКОВ ЛИНИЙ, ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННЫХ ИССЛЕДУЕМЫМ ВЕЩЕСТВОМ
П. П. Бобров, Ю. А. Костычов.....89

МИНИАТЮРИЗАЦИЯ УКВ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПРИ ПОМОЩИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИИ
А. Ю. Болгов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков 97

МНОГОЛУЧЕВАЯ MIMO АНТЕННАЯ СИСТЕМА ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОГО ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА
Д. К. Проскурин.....101

МОДЕЛИРОВАНИЕ КРЕСТООБРАЗНОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ
В. П. Васильев, П. С. Арчаков, А. В. Иванов, М. А. Облогин, Д. А. Ницак 107

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН СО СНИЖЕНИЕМ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ РАЗВЯЗКИ
В. Е. Кутепов, И. В. Пешков 115

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ ГАУССОВА ПУЧКА НА НЕСФЕРИЧЕСКИХ ЧАСТИЦАХ
К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....123

ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ КОММУТИРУЕМЫХ КАНАЛОВ МЭМС ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ
А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....130

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ АНТЕННЫ BOW-TIE ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КАНАЛА СВЯЗИ С БПЛА
Е. А. Ищенко, С. М. Федоров 137

ОСОБЕННОСТИ И СПЕЦИФИКА СОЗДАНИЯ 3D ОСЛАБЛЯЮЩИХ СТРУКТУР ГИГАГЕРЦЕВОГО ДИАПАЗОНА
М. И. Аметов, Р. Г. Губайдуллин, А. С. Мазинов 145

ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ИСПОЛНЕНИЯ БЛОКОВ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДКМВ ДИАПАЗОНА
Д. Х. Варэс, И. Ю. Хлопушин.....150

ОСОБЕННОСТИ УЧЕТА ЭФФЕКТОВ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СИСТЕМАХ MASSIVE-MIMO
О. В. Бажанова, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков 158

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ И ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ OFDM СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ MIMO
И. Д. Веселов, И. В. Житков, К. А. Неретина.....168

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ШУМОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров 177

ПАРАМЕТРЫ УЧАСТКА, СУЩЕСТВЕННОГО ПРИ ФОРМИРОВАНИИ РАДИОВОЛНЫ, ОТРАЖЁННОЙ ОТ ГЛАДКОЙ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков.....184

ПАТЧ-ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ДВУХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПОЛЯРИЗАЦИЯХ
Д. К. Проскурин.....192

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ И СКОРОСТИ ПОЛНОГО ЦИКЛА ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЕЧАТНЫХ АНТЕНН С ПРИМЕНЕНИЕМ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
А. М. Безрукавый, И. С. Бобылкин, Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, С. М. Федоров.....202

ПОСТРОЕНИЕ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ СОЛНЕЧНЫХ ПАНЕЛЕЙ
И. С. Бобылкин, А. В. Володько, Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров 212

РАЗРАБОТКА АНТЕННЫ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ GPS И ГЛОНАСС
А. Дайуб, А. А. Комаров 219

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛАНАРНОЙ АНТЕННЫ С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ МЕХАНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов 225

РАЗРАБОТКА ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФАР НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОГО МОСТА С УПРАВЛЯЕМЫМИ ЕМКОСТНЫМИ НАГРУЗКАМИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....231

РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПАКТНОЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ БПЛА НА ОСНОВЕ АНТЕНН УДА-ЯГИ С ЕДИНЫМ КОНТУРОМ РЕФЛЕКТОРА
Е. А. Ищенко, С. М. Федоров, В. Ю. Шафоростова 241

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЛУЧЕВЫХ ТРАЕКТОРИЙ В ПЛАВНО-НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ
В. В. Ахияров 250

РЕКОНФИГУРИРУЕМАЯ ПЛАЗМЕННАЯ АНТЕННА С КРУГОВЫМ РЕФЛЕКТОРОМ
И. А. Баранников, С. М. Фёдоров.....258

РОЛЬ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В РАЗВИТИИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ БЕСПИЛОТНИКОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ТАНКОВ
Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, И. А. Сафонов, С. М. Федоров 265

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ ОСНОВАНЫХ НА ЛИНЗЕ ЛЮНЕБЕРГА
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов 272

СПОСОБ ПЕЛЕНГАЦИИ ПО СОВПАДЕНИЮ НУЛЕЙ МНОЖЕСТВА ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ
Л. В. Винник, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий 278

СПОСОБ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ОРИЕНТАЦИИ ГЛАВНОГО ЛУЧА
В. Г. Денисенко, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, Н. С. Скворцова, В. В. Шацкий 288

СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ИСТРЕБИТЕЛЕЙ ЧЕТВЕРТОГО И ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ
А. В. Володько, Е. А. Ищенко, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров.....298

СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С АСИММЕТРИЧНЫМИ КРЕСТООБРАЗНЫМИ АППЕРТУРАМИ
В. А. Киркица, В. В. Комаров 305

ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ СЕГМЕНТНО-ПАРАБОЛИЧЕСКИХ АНТЕНН С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ КЛИНЬЯМИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....309

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫСОКОНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С БПЛА НА ОСНОВЕ ТЕМ-РУПОРА
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров.....320

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПИРАЛЕВИДНОЙ ТРЕУГОЛЬНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ОСЛАБЛЕНИЕ ПАДАЮЩЕЙ ВОЛНЫ
Н. А. Болдырев, Е. В. Григорьев, А. С. Мазинов, М. М. Падалинский, И. Ш. Фитаев.....327

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ВОЛНОВОДНОГО СТУПЕНЧАТОГО ПЕРЕХОДА
В. В. Комаров, А. А. Шомин.....331

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАЛООТРАЖАЮЩЕЙ СПИРАЛЕВИДНОЙ МЕТАСТРУКТУРЫ В ДИАПАЗОНЕ 2,4 - 4,2 ГГЦ
Н. А. Болдырев, В. М. Васильченко, А. С. Мазинов, Д. А. Полетаев, И. В. Юрась.....335

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИХОДА СИГНАЛОВ В ИОНОСФЕРНОМ КАНАЛЕ
М. В. Кныш, С. Н. Разиньков.....339

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК 1. ОДНОМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ
В. В. Ахияров.....346

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК 2. ДВУМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ
В. В. Ахияров.....354

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ
Х. В. Нгуен, А. Ю. Паршин.....361

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

СИНТЕЗ МАРШРУТОВ МАЛОВЫСОТНОГО ПОЛЕТА АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, Д. Ю. Цуркан.....367

АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
К. В. Никульшин, А. А. Тишковский.....375

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ РАССЕИВАНИЯ МИ
В. В. Глотов, К. А. Зубцов.....381

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ НА ПРИМЕРЕ ОБРАТНОХОДОВОГО AC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
А. В. Гудков, М. А. Ромащенко 386

КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА НА ФОНЕ КОМПЛЕКСА УЗКОПОЛОСНОЙ И ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ПОМЕХ
Б. К. Выонг, Ю. Н. Паршин 392

МЕТОДИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КОДОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ
Е. Е. Новикова.....401

НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ ПО ДАЛЬНОСТИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ
Э. А. Кирсанов 407

ОБЗОР СПОСОБОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСТРОЙСТВ С ЭЛЕКТРОПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧАСТОТОЙ 50/60 ГЦ НАПРЯЖЕНИЕМ 380 В
И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чаусова.....413

ОПТИЧЕСКИ ПРОЗРАЧНЫЕ ЭКРАНЫ СВЧ ДИАПАЗОНА С ШИРОКОПОЛОСНЫМ ЭФФЕКТОМ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ ПОМОЩИ САМООРГАНИЗАЦИИ
А. С. Воронин, И. В. Говорун, И. А. Дамарацкий, М. О. Макеев, П. А. Михалёв, Ю. В. Фадеев, С. В. Хартов 418

ОРГАНИЗАЦИЯ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БОРТОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ «КОВРОВЕЦ-01»
П. А. Замятин 424

ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПИТАНИЯ МОДУЛЕЙ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ
Д. В. Васильченко, М. А. Ромащенко, Д. А. Чученков.....435

ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К ПОДАВЛЕНИЮ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМИ АППАРАТАМИ
Д. В. Васильченко, Г. П. Золкин, М. А. Ромащенко 439

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ НАЗЕМНЫХ И ВОЗДУШНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ
Д. В. Васильченко, М. А. Ромащенко, Р. С. Сухомлинов 444

Том 5

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

ОСОБЕННОСТИ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НАНОТОЛЩИННЫМИ ПЛЕНКАМИ ПЕРМАЛЛОЯ
С. А. Вызулин 1

ОЦЕНКА ВОЗДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ НА КАНАЛ РАДИОСВЯЗИ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ
Д. М. Наасо, А. А. Пономарев, В. В. Севидов, С. С. Тихонов.....9

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТОИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ПРИЁМА НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ АКУСТИЧЕСКОЙ КОЛОНКИ
А. В. Бердышев, А. Ф. Петигин, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых 12

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В НЕКОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ ПРИЕМА МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ С УМЕНЬШЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
В. В. Неровный, В. С. Радько, В. В. Филоненко, В. В. Цитиридис 23

ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СНЧ ДИАПАЗОНА
Ю. В. Коновалова 29

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПОДНЕСУЩИХ НА ФОНЕ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ
Е. Р. Антипенский, А. А. Волков, К. Ю. Ложкин 34

ПРЕОДОЛЕНИЕ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛА СВЯЗИ С БПЛА
Е. Е. Комиссаров, А. В. Подзоров 41

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА НЕЧЁТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТИ ВСКРЫТИЯ ОБЪЕКТА РАЗВЕДКИ
А. А. Петроченко, К. Н. Чугай.....47

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В ЗАДАЧАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромащенко.....54

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СОПРЯЖЕНИЯ И СИНХРОНИЗАЦИИ СРЕДСТВ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ
Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова 60

РАСШИРЕНИЕ МОДЕЛИ СЛОЖНОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОНФЛИКТА
В. А. Головской.....63

РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПОСОБОВ МОДУЛЯЦИИ И КОДИРОВАНИЯ ДАННЫХ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛУ СВЯЗИ СНЧ ДИАПАЗОНА
Ю. В. Коновалова 69

РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО СПОСОБА СЕЛЕКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С ОБЪЕМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко 76

СУЩЕСТВУЮЩИЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
В. В. Глотов, А. И. Зимин, К. А. Зубцов.....83

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

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА НА ВСТРЕЧНЫХ ШПИЛЬКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ
Д. В. Григорьев, Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, М. Л. Шихалов 90

ВЛИЯНИЕ ПОЭЛЕМЕНТНОГО ПРИВЕДЕНИЯ К СТАНДАРТНОМУ РЯДУ НОМИНАЛОВ ЗНАЧЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТЕЙ И ЕМКОСТЕЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ
А. В. Гречишкин, Л. Э. Черноиванов.....96

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНТЕГРАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ УЗКОПОЛОСНОСТИ
В. Д. Захарченко 105

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ R-ФУНКЦИЙ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТРАЖАЮЩИХ И ОМИЧЕСКИХ ГРАНИЦ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА МОНТЕ КАРЛО
К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко, К. А. Прохоров, Г. К. Усков..... 109

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С НЕЛИНЕЙНЫМ КОЛЬЦОМ ФАПЧ
А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов 119

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО НАВЕДЕНИЯ НА ВОЗДУШНУЮ ЦЕЛЬ
А. В. Володько, Д. К. Проскурин, С. О. Распопов, А. П. Тихонов, А. С. Тупицина 127

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ
А. А. Васильченко 133

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗМОЖНЫХ ВАРИАНТОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И ИХ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
А. Н. Новиков, И. М. Полубояров..... 139

МИНИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ НАПРАВЛЕННЫХ ПЕЧАТНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН, РАБОТАЮЩИХ НА ЧАСТОТЕ 2.4 ГГЦ ДЛЯ УСТАНОВКИ НА БПЛА
А. А. Моисеенко 149

МИНИМИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСОВЫХ LC-ФИЛЬТРАХ
И. В. Забегайло 155

НЕЙРОСЕТЕВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ БВС НА ОСНОВЕ РАДИОЧАСТОТНЫХ ДАННЫХ
С. Б. Брюков, М. А. Калиниченко, А. И. Кондратьева, А. В. Пименов, О. В. Струков, Е. С. Янакова.....161

ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ 802.16E
В. А. Козьмин, А. Б. Токарев, И. С. Фаустов 171

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА КЕРАМИКЕ ТИПА СКМ
Ю. И. Егошин, Т. С. Тимошенко, А. А. Тюменцева..... 180

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НА КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ ШЛЕЙФОВЫХ РАЗВЕТВЛЕНИЙ СВЧ-УСТРОЙСТВА НА СВЯЗАННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СЛОЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО У БОКОВОЙ СТЕНКИ ЕГО ВТОРИЧНОГО КАНАЛА
А. А. Скворцов.....184

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК»
А. А. Головков, В. А. Головков 188

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК- НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ»
А. А. Головков, В. А. Головков 200

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК»
А. А. Головков, В. А. Головков 211

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК - НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ»
А. А. Головков, В. А. Головков 223

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПУТЕМ МИНИМИЗАЦИИ ПУСТОТ В ПАЯНЫХ СОЕДИНЕНИЯХ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ
С. А. Проценко, Е. В. Турецкая, А. В. Турецкий 238

ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ВРЕМЕНИ АВТОНОМНОЙ РАБОТЫ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ КОМПЛЕКСОВ НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С РАДИОАКТИВНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ
М. А. Банкетов, И. А. Сафонов 245

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ
И. А. Арзамасцев, А. А. Берлев, А. В. Гречишкин, С. В. Перова, Д. Н. Рахманин 250

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ ВЧ/СВЧ ДИАПАЗОНА
Ю. И. Егошин, Т. С. Тимошенко, А. А. Тюменцева.....260

РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ С УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В ВЕРХНИХ СЛОЯХ СТРАТОСФЕРЫ
О. В. Бойко, Н. Д. Клоков, А. С. Костюков, Д. В. Мязин, А. С. Нетяга 264

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ УСКОРЕННОГО РЕЖИМА СИНТЕЗАТОРА С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ
А. В. Леньшин, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов.....270

СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ ДВУХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКОВ НА ОДНУ АНТЕННУ
И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чаусова 282

СПОСОБ ОБУЧЕНИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ТИПА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА
И. А. Зиборов 287

СТРУКТУРА МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СОЕДИНЕНИЯ УСЛОВИЯМ ЕЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
В. В. Кизилов, И. А. Ковтун 294

УСКОРЕНИЕ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ПОСТОЯННЫМИ ВРЕМЕНИ ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА
А. В. Леньшин, С. А. Попов, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров.....298

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

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПО ОБНАРУЖЕНИЮ ВРЕДОНОСНОЙ АКТИВНОСТИ В СООТВЕТСТВИИ С БАЗОЙ ЗНАНИЙ О ТАКТИКАХ И ТЕХНИКАХ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОВ MITRE ATT&CK
В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов 308

АНАЛИЗ УПРАВЛЕНИЯ АВИАЦИОННЫМИ ПРОТИВООБЛЕДЕНИТЕЛЬНЫМИ СИСТЕМАМИ
А. В. Мефедов, А. И. Хахин, М. С. Шишкин 318

АСИНХРОННЫЙ ИНТЕРФЕЙС «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР» ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ И КОМПЛЕКСАМИ
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко 323

ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ВОЙСКАМИ
Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова.....327

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЧЕТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ
В. А. Дроговоз.....334

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К ЧАСТОТНОМУ ПЛАНИРОВАНИЮ В СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТАХ
А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко, А. А. Тарабанько 344

О ВЫЧИСЛИМОСТИ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ ГРАФОВОЙ МОДЕЛИ КОГНИТИВНОЙ РАДИОСИСТЕМЫ
В. А. Головской 355

О ПРИМЕНЕНИИ КОМПЛЕКСНОГО ПОДХОДА К СРАВНИТЕЛЬНОМУ АНАЛИЗУ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ
В. С. Артамонов 361

О РАЗРАБОТКЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО КЛАССИФИКАТОРА ВИДА ПОМЕХ ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО
А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков 369

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ ДИФФУЗИОННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
М. В. Ронкин, А. А. Толстых 376

ОТБОР ПРИЗНАКОВ В ЗАДАЧАХ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ
Д. И. Беликов, А. А. Сапрыкин 383

ОЦЕНКА МЕР БЕЗОПАСНОСТИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫМИ ДОКУМЕНТАМИ
В. В. Кунакбаев, С. В. Яковлев, К. В. Яцук 391

ПОДДЕРЖКА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ УПРАВЛЕНИИ РАДИОЧАСТОТНЫМ РЕСУРСОМ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ
Д. Е. Зачатейский, М. П. Зубков, Д. В. Сысоев 396

РАЗВИТИЕ ОНТОЛОГИИ ПРОЦЕССНОЙ ОСНОВЫ СОЗДАНИЯ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
С. В. Козлов 403

СПОСОБ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО
И. П. Боделан, М. В. Крылова, А. Н. Новиков, В. А. Щербаков 412

СПОСОБЫ ПРЕАДАПТАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ К ДИНАМИЧЕСКИ МЕНЯЮЩИМСЯ УСЛОВИЯМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
Б. М. Попов 417

ТЕХНОЛОГИЯ «ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» - ПЕРСПЕКТИВНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО СЕРВИСА
Н. Ф. Бух-Винер, В. А. Карпенко, Ю. А. Тамм 423

ВЫСОКОНАПРАВЛЕННАЯ ЛИНЕЙНАЯ ПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ

Д. Ю. Крюков[1], А. В. Останков[1], Ю.Г. Пастернак[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана линейная антенна вытекающей волны с шириной диаграммы направленности на частотах 9.3 - 9.4 ГГц в один градус и коэффициентом усиления не менее 32 дБ. Открытый излучающий раскрыв антенны образован из планарного диэлектрического волновода и проводящей периодической решётки отражательного типа. Для расчёта геометрии раскрыва и первичного анализа использован оригинальный вычислительный алгоритм, основанный на решении задачи дифракции поверхностной волны диэлектрического волновода на совокупности канавок в проводящем экране. Анализ характеристик и показателей антенны выполнен на основе полноволнового 3D электромагнитного моделирования. Установлено, что общая эффективность антенны составляет более 80 %. Потери в антенне на указанных частотах не превышают 0.7 дБ. Уровень бокового излучения антенны не оптимизировался.

Ключевые слова: антенна вытекающей волны; диэлектрический волновод; период; диаграмма направленности; коэффициент усиления.

HIGH-GAIN LINEAR PERIODIC LEAKY-WAVE ANTENNA

D. Yu. Kryukov[1], A. V. Ostankov[1], Yu.G. Pasternak[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. A linear leaky wave antenna with a radiation pattern width of one degree at frequencies 9.3 - 9.4 GHz and a gain of at least 32 dB has been developed. The open radiating aperture of the antenna is formed from a planar dielectric waveguide and a conducting periodic reflective grating. To calculate the aperture geometry and primary analysis, an original computational algorithm was used, based on solving the problem of diffraction of a surface wave of a dielectric waveguide on a set of grooves in a conducting screen. The antenna characteristics and parameters were analyzed based on full-wave 3D electromagnetic modeling. The total efficiency of the antenna was found to be more than 80 %. Losses in the antenna at the indicated frequencies do not exceed 0.7 dB. The maximum side lobes level of the antenna pattern has not been optimized.

Keywords: leaky-wave antenna; dielectric waveguide; period; radiation pattern; gain.

1. Введение

Для создания высоконаправленной антенны диапазона СВЧ могут быть использованы различные конструкции и электродинамические схемы питания: зеркальные и линзовые антенны, антенные решётки, включая волноводно-щелевые и периодические антенны вытекающей волны. Для последних типов антенн, как правило, характерен малый по отношению к длине распределительно-излучающей системы поперечный размер, а также незначительные потери и высокий коэффициент полезного действия [1-6]. Периодические антенны вытекающей волны могут также привлекать относительной простотой конструкции как распределительно-излучающей системы, так и устройства её возбуждения, особенно при линейном варианте её реализации [7-14].

В работе за основу взята линейная диэлектрическая периодическая антенна вытекающей волны (АВВ, схема на рисунке 1), распределительно-излучающая система

которой представляет собой планарный диэлектрический волновод (позиция 1), по которому в режиме излучения распространяется замедленная волна возбуждения и в непосредственной близости от которого размещена периодическая решётка (позиция 2) в виде совокупности канавок прямоугольного профиля, регулярных в направлении, перпендикулярном продольной оси антенны [4,12,14-16]. В режиме излучения диэлектрический волновод антенны возбуждается в простейшем случае посредством рупорно-линзового устройства (позиция 3).

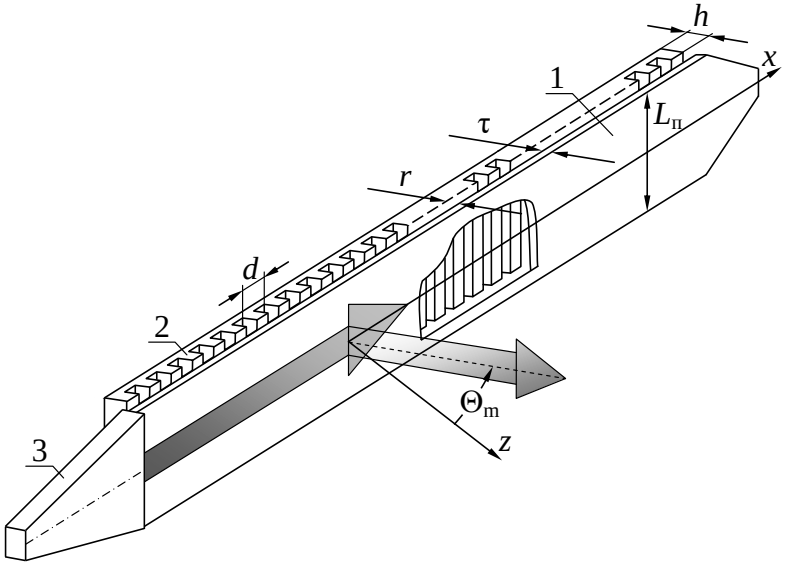


Рис. 1. Схема линейной диэлектрической периодической АВВ

Цель работы – разработать линейную диэлектрическую периодическую АВВ, обеспечивающую на рабочей частоте из диапазона 9 - 10 ГГц ширину диаграммы направленности (ДН) в горизонтальной плоскости около одного градуса при коэффициенте усиления в направлении максимального излучения не менее 30 дБ.

2. Выбор параметров распределительно-излучающей системы антенны

В качестве материала планарного диэлектрического волновода целесообразно взять тефлон, который на указанных частотах характеризуется относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_\tau = 2.1$ и тангенсом угла диэлектрических потерь 0.0002. Последнее гарантирует относительно невысокие тепловые потери в диэлектрическом волноводе. Толщину волновода τ следует выбирать, исходя из условия его одноволнового режима работы, в соответствии с которым в режиме излучения E-поляризованной волны $\tau < \lambda_0/(2\sqrt{\varepsilon_\tau - 1})$, где λ_0 – длина излучаемой волны. Для центральной частоты диапазона 9 - 10 ГГц толщина волновода не должна превосходить $0.48 \cdot \lambda_0 = 15$ мм. Известно, что чем больше толщина диэлектрического волновода, тем выше угло-частотная чувствительность диэлектрической периодической антенны на его основе, заключающаяся в изменении направления максимального излучения при вариации частоты излучаемой волны [17-19]. В целях снижения подобного эффекта имеет смысл взять толщину, меньшей максимально допустимой, например, $\tau = 12$ мм. При этом по отношению к диэлектрическому волноводу практически выполняется условие радиоволновой прозрачности [17,20].

Период решётки следует выбирать исходя из необходимости наклонного излучения под углом, отличающимся от направления поперечного излучения не менее чем на (5 - 15)° [2,16,21]. Отклонение от поперечного направления излучения необходимо для обеспечения высокой излучательной способности за счёт недопущения

брэгговской дифракции (эффекта нормали) при одностороннем возбуждении диэлектрического волновода [1,19,22]. Полагая, что замедление планарного диэлектрического волновода без учёта влияния экранирующей решётки составляет $\xi \approx 1.18$ [18,23,24], а угол максимального излучения, отсчитываемый от нормали к поверхности волновода по часовой стрелке, равен $\Theta_m = -(5\text{-}15)^\circ$, несложно рассчитать примерные значения периода решётки: $d = n{\cdot}\lambda_0/(\sin\Theta_m - \xi) \approx (0.7 - 0.8){\cdot}\lambda_0 \approx (22 - 25)$ мм. Отсюда следует, что вполне допустим период величиной $d = 24$ мм. Ширину канавок a достаточно взять равной половине периода: $0.5{\cdot}d \approx (0.35 - 0.4){\cdot}\lambda_0$, что составит $a = 12$ мм [2,16,17].

Зазор r между диэлектрическим волноводом и периодической решеткой является постоянным, и во избежание сильной связи [2,17,18,25] его необходимо взять равным $(0.35 - 0.4){\cdot}\lambda_0$, то есть, например, $r = 12$ мм.

Глубину канавок h периодической решетки имеет смысл взять равной четверти длины излучаемой волны: $h = 0.25{\cdot}\lambda_0 \approx 8$ мм [2,16,17,20].

Количество периодов (канавок) решётки можно рассчитать по заданной ширине главного лепестка диаграммы направленности ($\Delta\Theta_{0.5} = 1^\circ \approx 0.0174$ рад) согласно оценкам, справедливым для антенной решётки с равноамплитудным распределением на раскрыве [26]: $N \geq 0.89/\Delta\Theta_{0.5} = 51$. С учётом отличия амплитудного распределения на раскрыве антенны от равномерного распределения в сторону, например, традиционного экспоненциального число периодов следует скорректировать (увеличить).

3. Моделирование антенны и анализ её характеристик

Для предварительного анализа диэлектрической периодической АВВ рационально воспользоваться одним из известных вычислительных алгоритмов, разработанных на основе проекционных электродинамических методов в привязке к геометрии распределительно-излучающей системы. Эффективные и относительно точные вычислительные алгоритмы для анализа и синтеза диэлектрической АВВ с решёткой в виде последовательности прямоугольных канавок созданы относительно недавно [24,27]. В отличие от коммерческих пакетов электромагнитного 3D моделирования они обладают открытым кодом, адаптированы под конкретную геометрию в 2D пространстве, что приводит к значительному сокращению времени на анализ и синтез АВВ.

Для предварительного анализа использована авторская проекционная модель, в основу которой положено решение задачи рассеяния замедленной собственной *E*-волны планарного диэлектрического волновода на совокупности прямоугольных канавок в проводящем экране [16,24,28-30] (рисунок 2).

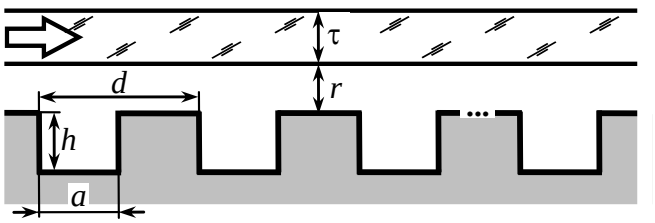


Рис. 2. Модельная 2D геометрия распределительно-излучающей системы антенны

Следует заметить, что математическая модель, положенная в основу алгоритма, не учитывает конечные размеры распределительно-излучающей системы АВВ в направлении регулярности канавок, потери мощности в материалах волновода и

решётки, а также предполагает идеальные условия возбуждения раскрыва. Несмотря на указанные ограничения, модель обеспечивает анализ диэлектрических периодических АВВ, достоверность которого подтверждена сравнением с результатами строгого электродинамического 3D-моделирования и экспериментальными данными [16,28].

Согласно ключевым положениям модели расчёт амплитудной ДН периодической диэлектрической АВВ (рисунок 2) в *E*-плоскости следует производить как:

$$f(\Theta) = \sqrt{\pi k_0 W_0}\cdot|A(k_0\sin\Theta)|\cdot\cos\Theta, \qquad (1)$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, $W_0 = 120\pi$, Θ – угол наблюдения, $A(\beta)$ – пространственная плотность рассеянного решёткой поля над распределительно-излучающей системой.

Поле над раскрывом $A(\beta)$, в свою очередь, представляет собой линейную комбинацию комплексных амплитуд $D_m^{(k)}$ мод в канавках:

$$A(\beta) = \frac{j/2\pi}{\mu(\beta)\gamma(\beta)}\sum_{k=1}^{N}\sum_{m=0}^{M-1} D_m^{(k)}\zeta_m\sin(\zeta_m h_k) I_m^{(k)}(\beta), \qquad (2)$$

где j – мнимая единица, x_k, h_k – продольная координата и глубина k-й канавки, m, M – порядок моды и число мод, $\gamma(\beta) = \sqrt{k_0^2 - \beta^2}$, $\zeta_m = \sqrt{k_0^2 - (m\pi/a)^2}$;

$$I_m^{(k)}(\beta) = \frac{a}{2}\exp\left[-j\left(\beta x_k + \frac{m\pi}{2}\right)\right]\cdot\left(\operatorname{sinc}\frac{\beta a + m\pi}{2} + (-1)^m\operatorname{sinc}\frac{\beta a - m\pi}{2}\right).$$

Комплексные уровни мод $D_m^{(k)}$, поддерживаемых канавками, определяются на основе решения системы линейных уравнений:

$$\sum_{k=1}^{N}\sum_{m=0}^{M-1} D_m^{(k)}\left[\begin{array}{l}\zeta_m\sin(\zeta_m h_k)\sigma_{m,s}^{(k,q)} + \\ + j\dfrac{a}{2}\Delta_k^q\Delta_m^s(1+\Delta_s^0)\cos(\zeta_m h_k)\end{array}\right] = jH_0\overset{*}{I}{}_s^{(q)}(\beta_0),\ \ q = \overline{1,N},\ s = \overline{0,M-1}, \qquad (3)$$

где $\sigma_{m,s}^{(k,q)}$ – коэффициенты связи канавок:

$$\sigma_{m,s}^{(k,q)} = \frac{1}{j2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\Gamma_{m,s}^{(k,q)}(\beta)d\beta, \qquad (4)$$

где $\Gamma_{m,s}^{(k,q)}(\beta) = \dfrac{j\upsilon(\beta)}{\mu(\beta)\gamma(\beta)} I_m^{(k)}(\beta)\overset{*}{I}{}_s^{(q)}(\beta)$;

β_0 – корень уравнения:

$$1 - \frac{j}{2}\operatorname{tg}(\eta_0\tau)\left(\frac{\gamma_0\varepsilon_\tau}{\eta_0}[1 - e^{j2\gamma_0 r}] + \frac{\eta_0}{\gamma_0\varepsilon_\tau}[1 + e^{j2\gamma_0 r}]\right) = 0; \qquad (5)$$

где $\gamma_0 = \sqrt{k_0^2 - \beta_0^2}$; $\eta_0 = \sqrt{k_0^2\varepsilon_\tau - \beta_0^2}$; $\eta(\beta) = \sqrt{k_0^2\varepsilon_\tau - \beta^2}$;

H_0 – коэффициент нормировки [16,28,29]; $\operatorname{sinc}(x) = \sin x/x$; Δ_s^i – дельта Кронекера;

$$\begin{Bmatrix}\upsilon(\beta)\\ \mu(\beta)\end{Bmatrix} = \cos[\eta(\beta)\tau]\cdot e^{-j\gamma(\beta)r}\times\left[1 - \frac{j}{2}\operatorname{tg}[\eta(\beta)\tau]\cdot\left(\frac{\gamma(\beta)\varepsilon_\tau}{\eta(\beta)}[1 \pm e^{j2\gamma(\beta)r}] + \frac{\eta(\beta)}{\gamma(\beta)\varepsilon_\tau}[1 \mp e^{j2\gamma(\beta)r}]\right)\right].$$

Основным показателем, характеризующим излучательную способность диэлектрической АВВ, является КПД, рассчитываемый как отношение излучаемой антенной мощности к мощности, подводимой к раскрыву:

$$\eta = (1/P_0)\cdot\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} F^2(\Theta)d\Theta, \qquad (6)$$

где P_0 – мощность замедленной волны возбуждения; $F(\Theta)$ – нормированная ДН.

Помимо КПД для описания показателей антенны использованы:

— ширина $\Delta\Theta_{0.5}$ диаграммы направленности по половинной мощности;

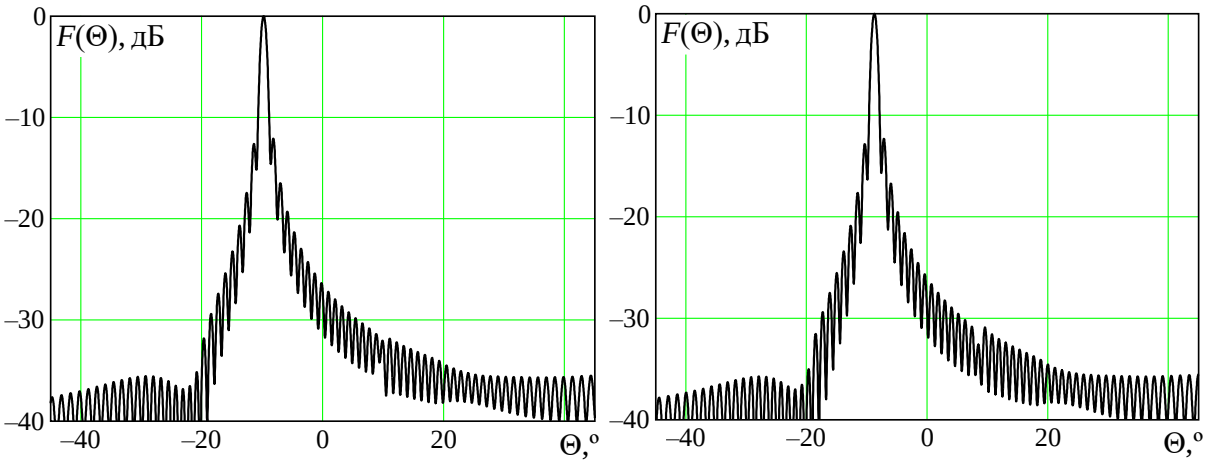
— максимальный уровень бокового излучения: $\xi_m = \max F(\Theta)$ при $\Theta \neq \Theta_m$;

— коэффициент отражения (по полю) от излучающего раскрыва $k_{\leftarrow}$; соотношение, его определяющее можно найти в [16,28,29].

С использованием описанного вычислительного алгоритма применительно к частоте 9.35 ГГц рассчитана диаграмма направленности периодической диэлектрической АВВ для указанных выше параметров распределительно-излучающей системы. Установлено, что диаграмма направленности обладает главным лепестком, ориентированным под углом $\Theta_m = -9.3°$, шириной по половинной мощности, равной $\Delta\Theta_{0.5} = 1.4°$. Максимальный уровень боковых лепестков составляет $\xi_m = -12.5$ дБ, коэффициент полезного действия – $\eta = 80.6$ %.

В целях достижения заданной ширины главного лепестка выполнен расчёт характеристик и показателей антенны при увеличенном числе периодов (канавок) решётки и установлено, что близкая к 1° ширина реализуется при 69-ти периодах решётки.

На рисунке 3 показаны расчётные нормированные диаграммы направленности периодической диэлектрической АВВ на частотах 9.3 и 9.4 ГГц, предположительно крайних частотах рабочего диапазона с центральной частотой 9.35 ГГц. Направления максимального излучения антенны составляют $\Theta_m = -9.8°$ и $-8.8°$ соответственно, ширина главного лепестка $\Delta\Theta_{0.5} = 1.0°$, максимальный уровень бокового излучения $\xi_m = -12.1$ и -12.3 дБ соответственно. КПД антенны на указанных частотах составляет $\eta = 90.5$ и 87.1 %, коэффициент отражения не превышает $k_{\leftarrow} = 0.04$ %, обеспечивая при этом коэффициент стоячей волны (КСВ) не более 1.04.



а) *б*)

Рис. 3. Расчётные диаграммы направленности периодической диэлектрической АВВ: а) 9.3 ГГц; б) 9.4 ГГц

4. Полноволновое 3D моделирование антенны и его результаты

С использованием программного продукта CST Studio Suite выполнено полноволновое электромагнитное 3D моделирование периодической диэлектрической АВВ, конструкция которой в повернутом на 90° по часовой стрелке положении показана на рисунке 4. Для возбуждения распределительно-излучающей системы использовано специально разработанное рупорно-линзовое устройство. Питание антенны предполагается прямоугольным волноводом со стандартным сечением 23×10 мм^2.

Ширина распределительно-излучающей системы (планарного диэлектрического волновода из тефлона и металлической решётки, выполненной из алюминия) взята равной 110 мм или $3.4 \cdot \lambda_0$, где λ_0 – длина излучаемой волны, соответствующей центральной частоте 9.35 ГГц. Длина периодической металлической решётки составляет 1668 мм, длина антенны с учётом устройства возбуждения – 1930 мм.

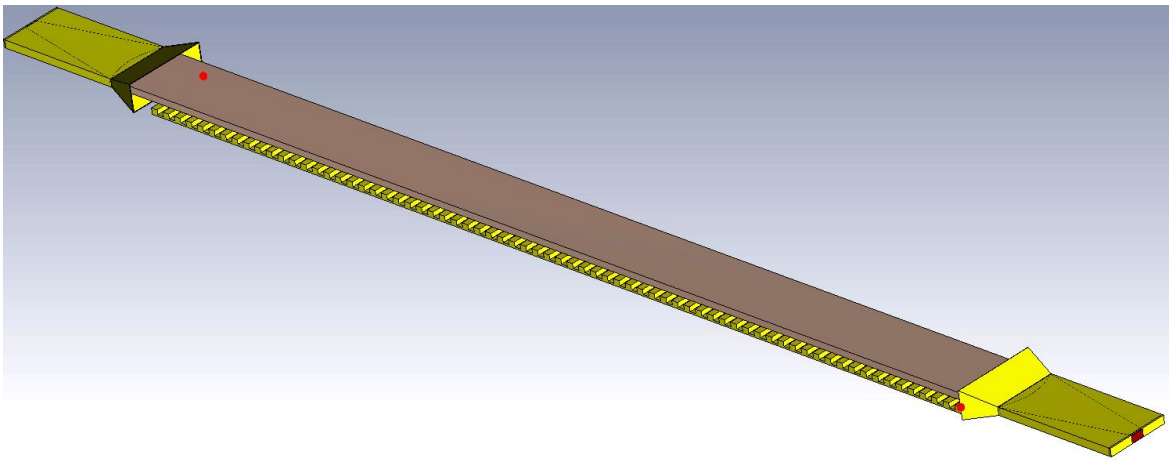
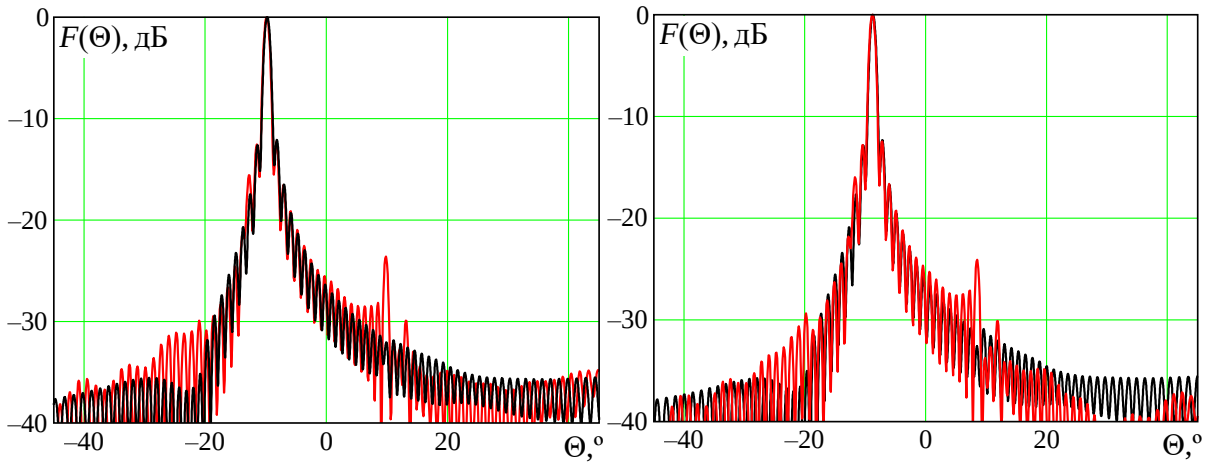


Рис. 4. Реализация периодической диэлектрической АВВ
для полноволнового 3D моделирования

Результаты полноволнового 3D моделирования периодической диэлектрической АВВ на частотах 9.3 и 9.4 ГГц в виде нормированных диаграмм направленности в *E*-плоскости показаны на рисунке 5 в красном цвете. На рисунке 5, *а* диаграмма направленности, полученная при полноволновом 3D моделировании, показана за кривой, рассчитанной на основе авторской модели, на рисунке 5, *б* – напротив, поверх диаграммы, полученной на основе авторского вычислительного алгоритма.



а) *б*)

Рис. 5. Полученные при полноволновом 3D моделировании диаграммы направленности периодической диэлектрической АВВ: а) 9.3 ГГц; б) 9.4 ГГц

Анализ кривых на рисунке 5 свидетельствует о высоком соответствии диаграмм направленности, полученных на основе авторского вычислительного алгоритма и полноволнового 3D моделирования. Рисунок 5 в очередной раз подтверждает точность и адекватность 2D вычислительного алгоритма, наиболее полно изложенного в [16,28,29] и предназначенного для анализа и синтеза периодической диэлектрической АВВ на

основе планарного диэлектрического волновода и экранирующей его отражательной решётки с канавками прямоугольного профиля. Заметим, что направления максимума главных лепестков диаграмм направленности на рисунке 5 отличаются не более чем на 0.1°, ширина главного лепестка ДН – менее чем на 0.05°. Коэффициент усиления антенны составляет (32.4 - 32.6) дБ. КСВ на частотах 9.3 и 9.4 ГГц равен 1.24 и 1.16 соответственно. Общая эффективность антенны (в CST Studio Suite – Total Efficiency), определяемая с учётом тепловых потерь отношением излучаемой антенной мощности к мощности, возбуждаемой во входных портах моделируемой структуры, составляет 84.7 и 80.8 % соответственно. Потери в диэлектрической антенне вытекающей волны не превышают (0.6 - 0.7) дБ.

Максимальный уровень боковых лепестков на частотах 9.3 и 9.4 ГГц составляет «минус» 12.3 дБ, что практически совпадает со значениями, рассчитанными по 2D модели.

Ширина диаграммы направленности в Н-плоскости составляет 15°.

Антенна обладает близкими характеристиками к указанным выше в пределах частотного диапазона 9.2 - 9.5 ГГц. Потери на частоте 9.5 ГГц возрастают до 0.9 дБ.

Заметим, что для уменьшения уровня бокового излучения следует оптимизировать амплитудное распределение на излучающем раскрыве за счёт глубинного профилирования решётки – продольного изменения глубины канавок [16,21-22,28-30].

5. Заключение

С использованием оригинального вычислительного 2D алгоритма и последующего полноволнового электромагнитного 3D моделирования для частотного диапазона 9.2 - 9.5 ГГц разработана высоконаправленная линейная периодическая диэлектрическая антенна вытекающей волны, распределительно-излучающая система которой включает планарный диэлектрический волновод и отражательную металлическую периодическую решётку. Антенна, обладая площадью излучающего раскрыва не более 0.19 м^2, характеризуется коэффициентом усиления не менее 32 дБ, тепловыми потерями не более 0.9 дБ, высоким коэффициентом полезного действия и шириной главного лепестка диаграммы направленности не более 1° при длине излучающего раскрыва 1930 мм $\approx 60 \cdot \lambda_0$. Антенна может найти применение в наземных системах радиосвязи, в системах пассивной радиолокации в качестве подвижного излучающего элемента станции, в наземных спутниковых терминалах для связи с геостационарными спутниками и т.д.

Литература

1. Банков С.Е. Антенные решетки с последовательным питанием. М.: Физматлит, 2013. – 416 с.
2. Шестопалов В.П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т. 1. Открытые структуры. Киев: Наукова думка, 1985. – 216 с.
3. Климов А.И. Плоские дифракционные СВЧ–антенны с фиксированной ориентацией линейной поляризации / Климов А.И., Меркулов К.Б., Останков А.В., Пастернак Ю.Г., Юдин В.И. // Приборы и техника эксперимента, 1999, Т. 42, № 6. – С. 136.
4. Евдокимов А.П. Антенны дифракционного излучения // Физические основы приборостроения, 2013, Т. 2, № 1(6). – С. 108-125.
5. Lyu Y.L. Leaky-wave antennas based on noncutoff substrate integrated waveguide supporting beam scanning from backward to forward / Lyu Y.L., Liu X.X., Wang P.Y., Erni D., Wu Q., Wang C., Kim N.-Y., Meng F.-Y. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, Vol. 64, No. 6. – Pp. 2155-2164.

6. Prasad C.S., Biswas A. Dielectric image line-based leaky-wave antenna for wide range of beam scanning through broadside // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, Vol. 65, No. 8. – Pp. 4311-4315.
7. Salman A.O. On the antenna efficiencies for the dielectric leaky-wave antennas with a sinusoidal metallic diffraction grating coupled from the broad and the narrow face of the dielectric // Microwave and Optical Technology Letters, 2011, Vol. 53, No. 9. – Pp. 2030-2034.
8. Классен В.И., Седельников Ю.Е. Антенны Ка диапазона для перспективных средств телекоммуникаций. Часть 1. Печатные антенны // Научно-технический вестник Поволжья, 2013, № 6. – С. 326-330.
9. Крюков Д.Ю. Высокотехнологичная антенна вытекающей волны на основе дифракционной решетки с периодической гребенчатой структурой / Крюков Д.Ю., Останков А.В., Пастернак Ю.Г., Юдин В.И. // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2015, Т. 11, № 6. – С. 80-83.
10. Седельников Ю.Е., Олейник Е.Ю., Шаабан М. Линейные антенные решетки КВЧ диапазона на диэлектрических волноводах // Журнал радиоэлектроники, 2018, № 8. – С. 8.
11. Nechaev Yu.B. High gain millimeter wave leaky wave antennas with low side lobe level of the radiation pattern / Nechaev Yu.B., Klimov A.I., Kuznetsov A.V., Galuza M.A. // Journal of Physics: Conference Series, 2019, Vol. 1279. – Pp. 012010.
12. Munawar H.S. Applications of leaky-wave antennas: A review // International Journal of Wireless and Microwave Technologies, 2020, Vol. 10, No. 3. – Pp. 56-62.
13. He Y. Leaky-wave antennas for 5G/B5G mobile communication systems: A survey / He Y., Jiang J., Zhang L., Li W., Wong S.-W., Deng W., Chi B. // ZTE Communications, 2020, Vol. 18, No. 3. – Pp. 3-11.
14. Винников В.И. Квазифрактальная двухдиапазонная антенна вытекающей волны / Винников В.И. В.И., Останков А.В., Пастернак Ю.Г., Попов И.В. // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2009, Т. 5, № 9. – С. 64-67.
15. Melezhik, P.N. Planar antenna with diffraction radiation for radar complex of millimeter band / Melezhik P.N., Sidorenko Y.B., Provalov S.A., Andrenko S.D., Shilo S.A. // Radioelectronics and Communications Systems, 2010, Vol. 53, No. 5. – Pp. 233-240.
16. Останков А.В., Антипов С.А., Калинин Ю.Е. Анализ и синтез раскрыва антенн дифракционного излучения, построенных на основе квазипериодических гребенчатых решеток. Воронеж: ВГТУ, 2016. – 181 с.
17. Крыжановский В.В., Крыжановский С.В., Стешенко С.А., Чистякова О.В. Резонансные свойства системы планарный диэлектрический волновод – гребенка // Радиофизика и электроника, 2008, Т. 13, № 3. – С. 481-488.
18. Останков А.В., Кирпичева И.А., Рябчунов А.И. Угловая дисперсия антенны дифракционного излучения // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2015, Т. 11, № 4. – С. 76-79.
19. Останков А.В. Дифракционная антенна вытекающей волны с нестандартной реализацией излучающего раскрыва // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2010, Т. 6, № 8. – С. 17-26.
20. Евдокимов А.П., Крыжановский В.В. Дифракционные явления в антеннах вытекающих волн // Антенны, 2003, № 3-4 (70-71). – С. 50-56.
21. Стешенко С.А. Синтез антенны вытекающих волн по заданному распределению поля на апертуре // Радиофизика и радиоастрономия, 2013, Т. 18, № 4. – С. 373-380.
22. Останков А.В. Оптимизация антенны дифракционного излучения, реализованной по интерферометрической схеме // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2010, Т. 6, № 11. – С. 51-54.

23. Фельд Я.Н., Бененсон Л.С. Основы теории антенн. М.: Дрофа, 2007. – 491 с.
24. Останков А.В. Математическая модель дифракции волны на конечной металлодиэлектрической гребенке для проектирования антенн вытекающей волны // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2009, Т. 5, № 7. – С. 89-91.
25. Останков А.В. Одномодовое приближение в задаче синтеза диэлектрической антенны вытекающей волны / Останков А.В., Останков С.А., Литвинов Г.В., Дашян С.Ю., Щетинин Н.Н. // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2022, Т. 18, № 4. – С. 77-85.
26. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012. – 560 с.
27. Стешенко С.А., Кириленко А.А. Строгая двумерная модель эффекта преобразования поверхностных волн в объемные // Радиофизика и электроника, 2005, Т. 10, № 1. – С. 30-38.
28. Ostankov A.V., Antipov S.A., Razinkin K.A. Optimization of directional and energetic properties of diffraction antenna // Global Journal of Pure and Applied Mathematics, 2016, Vol. 12, No. 4. – P. 3845-3864.
29. Останков А.В. Анализ и оптимизация дифракционной антенны поверхностной волны // Антенны, 2010, № 9(160). – С. 44-53.
30. Останков А.В. Синтез излучающего гребенчатого раскрыва антенны вытекающей волны // Радиотехника, 2012, № 2. – С. 38-44.

REFERENCES

1. Bankov, S.E. Antenna arrays with serial feed. Moscow: Fizmatlit, 2013. – 416 p.
2. Shestopalov, V.P. Physical foundations of the millimeter and submillimeter waves technique. Vol. 1. Open structures. Kiev: Naukova Dumka, 1985, – 216 p.
3. Klimov, A.I. Planar diffraction microwave antennas with a fixed orientation of the linear polarization / Klimov A.I., Merkulov K.B., Ostankov A.V., Pasternak Yu.G., Yudin V.I. // Instruments and Experimental Technique, 1999, Vol. 42, No. 6. – Pp. 136.
4. Yevdokymov, A.P. Diffraction radiation antennas // Physical Bases of Instrumentation, 2013, Vol. 2, No. 1(6). – Pp. 108-125.
5. Lyu, Y.L. Leaky-wave antennas based on noncutoff substrate integrated waveguide supporting beam scanning from backward to forward / Lyu Y.L., Liu X.X., Wang P.Y., Erni D., Wu Q., Wang C., Kim N.-Y., Meng F.-Y. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, Vol. 64, No. 6. – Pp. 2155-2164.
6. Prasad, C.S., Biswas, A. Dielectric image line-based leaky-wave antenna for wide range of beam scanning through broadside // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, Vol. 65, No. 8. – Pp. 4311-4315.
7. Salman, A.O. On the antenna efficiencies for the dielectric leaky-wave antennas with a sinusoidal metallic diffraction grating coupled from the broad and the narrow face of the dielectric // Microwave and Optical Technology Letters, 2011, Vol. 53, No. 9. – Pp. 2030-2034.
8. Klassen, V.I., Sedelnikov, Yu.E. Ka band antennas for promissing means of telecommunication. Part 1. Printed antennas // Scientific and Technical Volga Region Bulletin, 2013, No. 6. – Pp. 326-330.
9. Kryukov, D.Yu. Highly technological (hi-tech) antenna leaky wave diffraction grating with a periodic comb / Kryukov D.Yu., Ostankov A.V., Pasternak Yu.G., Yudin V.I. // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2015, Vol. 11, No. 6. – Pp. 80-83.
10. Sedelnikov, Yu.E., Oleinik, E.Yu., Shaaban, M. Linear antenna arrays of EHF range on dielectric waveguides // Journal of Radio Electronics, 2018, No. 8. – Pp. 8.

11. Nechaev, Yu.B. High gain millimeter wave leaky wave antennas with low side lobe level of the radiation pattern / Nechaev Yu.B., Klimov A.I., Kuznetsov A.V., Galuza M.A. // Journal of Physics: Conference Series, 2019, Vol. 1279. – Pp. 012010.
12. Munawar, H.S. Applications of leaky-wave antennas: A review // International Journal of Wireless and Microwave Technologies, 2020, Vol. 10, No. 3. – Pp. 56-62.
13. He, Y. Leaky-wave antennas for 5G/B5G mobile communication systems: A survey / He Y., Jiang J., Zhang L., Li W., Wong S.-W., Deng W., Chi B. // ZTE Communications, 2020, Vol. 18, No. 3. – Pp. 3-11.
14. Vinnikov, V.I. Quasi-fractal dual-band leaky wave antenna / Vinnikov V.I., Ostankov A.V., Pasternak Yu.G., Popov I.V. // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2009, Vol. 5, No. 9. – Pp. 64-67.
15. Melezhik, P.N. Planar antenna with diffraction radiation for radar complex of millimeter band / Melezhik P.N., Sidorenko Y.B., Provalov S.A., Andrenko S.D., Shilo S.A. // Radioelectronics and Communications Systems, 2010, Vol. 53, No. 5. – Pp. 233-240.
16. Ostankov, A.V., Antipov, S.A., Kalinin, Yu.E. The analysis and synthesis of the aperture of diffraction radiation antennas based on quasiperiodic comb arrays. VSTU, 2016. – 181 p.
17. Kryzhanovsky, V.V., Kryzhanovsky S.V., Steshenko S.A., Chistyakova O.V. Resonant properties of the planar dielectric waveguide – comb system // Radiophysics and Radioastronomy, 2008, Vol. 13, No. 3. – Pp. 481-488.
18. Ostankov, A.V., Kirpicheva, I.A., Ryabchunov, A.I. The angular dispersion of antenna with diffraction radiation // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2015, Vol. 11, No. 4. – Pp. 76-79.
19. Ostankov, A.V. The diffraction leaky-wave antenna with off-gauge implementation of the aperture // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2010, Vol. 6, No. 8. – Pp. 17-26.
20. Yevdokymov, A.P., Kryzhanovsky, V.V. Diffraction phenomena in leaky wave antennas // Antennas, 2003, No. 3-4 (70-71). – Pp. 50-56.
21. Steshenko, S.A. Synthesis of a leaky-wave antenna for a given field distribution at an aperture // Radiophysics and Radioastronomy, 2013, Vol. 18, No. 4. – Pp. 373-380.
22. Ostankov, A.V. Optimization of the antenna of diffraction radiation realised on the interferometric scheme // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2010, Vol. 6, No. 11. – Pp. 51-54.
23. Feld, Y.N., Benenson, L.S. Fundamentals of antenna theory. Moscow: Drofa, 2007. – 491 p.
24. Ostankov, A.V. Mathematical model of wave diffraction by a finite metal-dielectric comb for designing leaky wave antennas // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2009, Vol. 5, No. 7. – Pp. 89-91.
25. Ostankov, A.V. Single-mode approximation in the problem of the dielectric leaky wave antenna synthesis / Ostankov A.V., Ostankov S.A., Litvinov G.V., Dachian S.Yu., Shchetinin N.N. // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2022, Vol. 18, No. 4. – Pp. 77-85.
26. Hansen, R.S. Phased antenna arrays. Moscow: Technosfera, 2012. – 560 p.
27. Steshenko, S.A., Kirilenko, A.A. The accurate two-dimensional model of the effect of the surface waves transformation into the spatial modes // Radiophysics and Radioastronomy, 2005, Vol. 10, No. 1. – Pp. 30-38.
28. Ostankov, A.V., Antipov, S.A., Razinkin, K.A. Optimization of directional and energetic properties of diffraction antenna // Global Journal of Pure and Applied Mathematics, 2016, Vol. 12, No. 4. – Pp. 3845-3864.
29. Ostankov, A.V. The analysis and optimization of a diffraction antenna of surface wave // Antennas, 2010, No. 9 (160). – Pp. 44-53.
30. Ostankov, A.V. Synthesis of comb-like aperture of the antenna leaky wave // Radioengineering, 2012, No. 2. – Pp. 38-44.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАСОЛЕННЫХ ПОЧВ

С. А. Варнаков[1], А. С. Ященко[1], С. В. Кривальцевич[1,2], А. О. Никифорова[1]

[1]Институт радиофизики и физической электроники Омского научного центра СО РАН (ИРФЭ ОНЦ СО РАН), Омск, Россия
[2]Омский научно-исследовательский институт приборостроения (АО «ОНИИП»), Омск, Россия

Аннотация. Проведён сравнительный анализ диэлько-влажностных зависимостей и диэлектрических спектров почв, отличающихся содержанием солей. Отбор почвенных образцов осуществлялся в котловине озера Эбейты и юго-западной части Омской области. Дана общая характеристика механизмов, определяющих диэлектрические характеристики исследуемых образцов. Полученные зависимости могут найти применение при оценке радиофизических характеристик подстилающей поверхности при решении прикладных задач радиофизики излучения и распространения радиоволн.

Ключевые слова: диэлектрическая проницаемость, подстилающая поверхность

THE DIELECTRIC CHARACTERISTIC OF SALINITY SOIL

S. A. Varnakov[1], A. S. Yashchenko[1], S. V. Krivaltsevich[1,2], A.O. Nikiforova[1]

[1] Institute of Radiophysics and Physical Electronics of Omsk Scientific Center SB RAS (IRPE OSC SB RAS), Omsk, Russia
[2]Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering (JSC ONIIP), Omsk, Russia

Abstract. The comparative analysis of soil's dielectric spectra with differ in salt content was carried out. The soil's samples were carry out in the Ebeity's Lake hollow and the southwestern part of the Omsk region. A general description of the mechanisms that determine the dielectric characteristics of the samples under study is given. The obtained dependencies can find application in assessing the radiophysical characteristics of the underlying surface when solving applied problems of radiation and propagation of radio waves.

Keywords: dielectric permittivity, underlying surface

1. Введение

На данный момент можно утверждать, что общие вопросы теории взаимодействия электромагнитных волн с однородными диэлектриками рассмотрены на уровне достаточном для решения ряда прикладных задач распространения радиоволн. При наличии данных о комплексной диэлектрической проницаемости (КДП) подстилающей поверхности представляется возможным: определить поглощательные и отражательные характеристики тех или иных участков материковой части Земли, оценить направленные и импедансные характеристики приземных излучателей, восстановить значения влажности поверхностного слоя почв по данным спутниковых радиометров и т.д.. Для отдельных веществ и материалов представляется возможным разработать физически обоснованную модель, основанную исключительно на теоретическом анализе гомогенных структур. Так, КДП пресной воды может быть определена по модели Дебая [1]. В подавляющем большинстве случаев модель создаётся в результате обобщения эмпирически полученных данных с привлечением теории дисперсных смесей и конденсированных систем.

В результате проведённых лабораторных исследований был разработан ряд диэлектрических моделей влажных почв, среди которых наибольшее распространение получила модель Добсона. В основу модели были положены данные о КДП почв, относящихся к умеренной климатической зоне Северной Америки. Эта модель позволяет производить оценку КДП почв по известным значениям влажности, температуры, а также гранулометрическому составу. Несмотря на то, что эмпирические данные, используемые при создании модели Добсона, были получены на частотах, относящихся к СВЧ диапазону, Международный союз электросвязи рекомендует использовать эту модель для оценки диэлектрических характеристик почв и грунтов в гораздо более широкой полосе частот: от коротких волн до терагерцовых [2]. Кроме того, создан ряд моделей, позволяющих определить значение КДП влажных почв при определённых условиях. Так, коллективом института физики им. Л.В. Киренского разработана физически обоснованная диэлектрическая рефракционная модель влажных почв, справедливая в диапазоне дециметровых и сантиметровых волн [3]. Известны версии модели для почв умеренной климатической зоны и органических почв Арктики. Научным коллективом ОмГПУ проделана большая работа по совершенствованию методов измерения в широком диапазоне частот.

Однако, несмотря на определённые успехи в изучении диэлектрических дисперсных смесей ряд вопросов остался не до конца изученным. Так, в известных на данный момент моделях КДП влажных почв не предполагается учёт наличия солей, что свидетельствует о важности накопления эмпирических данных о диэлектрических характеристиках подобных образцов в широком частотном диапазоне. В дальнейшем эти данные могут быть использованы как при создании тематических диэлектрических карт, так и разработке перспективных универсальных полуэмпирических моделей влажных почв.

2. Анализ данных диэлектрической проницаемости почвенных образцов

Измерения КДП образцов почв осуществлялись с помощью методики, разработанной сотрудниками Лаборатории диэлькометрии и петрофизики ОмГПУ [4] на базе совместной Лаборатории Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН и Омского НИИ приборостроения. Схематическое изображение экспериментальной установки приведено на рисунке 1.

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

Нами были получены диэлектрические спектры четырёх образцов: незасоленного суглинка в пределах горизонтов 0-10 см и 50-60 см и двух образцов засоленных суглинков. Отбор образцов осуществлялся: суглинистой почвы – в северо-восточной части Омского района Омской области, засоленных суглинков – на двух террасах в котловине озера Эбейты (54° 36’ с.ш., 71° 51’ в.д.).

Перед измерением с образцом почвы выполнялись необходимые подготовительные процедуры. Крупные включения (части растений, гравий и др.) из образца почвы удаляли. После образец смачивался до очень высокой влажности (более

0,5 $см^3/см^3$) деионизированной водой. Это исключало возможность изменения солевого состава образца почвы. Изменение влажности образца происходило в процессе естественного испарения. Объемная влажность пробы определялась термостатно-весовым методом.

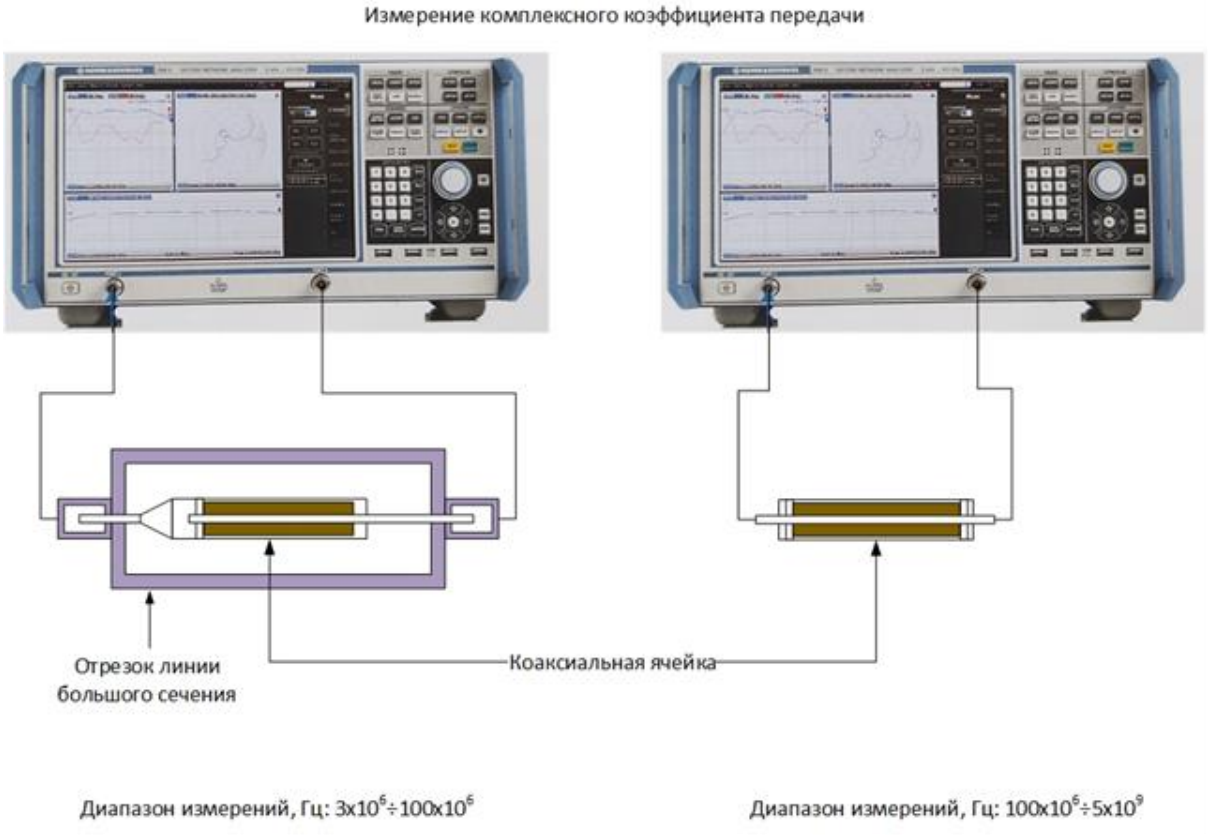


Рис. 1. Схематическое изображение экспериментальной установки для измерения диэлектрической проницаемости образца

Перед измерением образец почвы при текущей влажности вносили внутрь коаксиальной ячейки и выдерживали в ней в течение суток. В дальнейшем выполнялись измерения параметров матрицы рассеяния (S-параметры) коаксиальной ячейки с образцом. Определение значений КДП осуществлялось в процессе минимизации функции невязки между значениями S-параметров определёнными экспериментально и рассчитанными теоретически.

3. Результаты измерений

В результате полученных измерений были получены данные о КДП почв, и проведён расчёт толщины скин-слоя подстилающей поверхности. На рис. 2-4 приведены данные, соответствующие объёмной влажности образцов 10±1,5% и 35±1,5%; указанные значения близки к значениям влажности устойчивого завядания и предельной полевой влагоёмкости суглинка соответственно.

Как можно видеть из приведённых данных, вид диэлектрических спектров в значительной степени определяется как значением объёмной влажности, так и наличием солей.

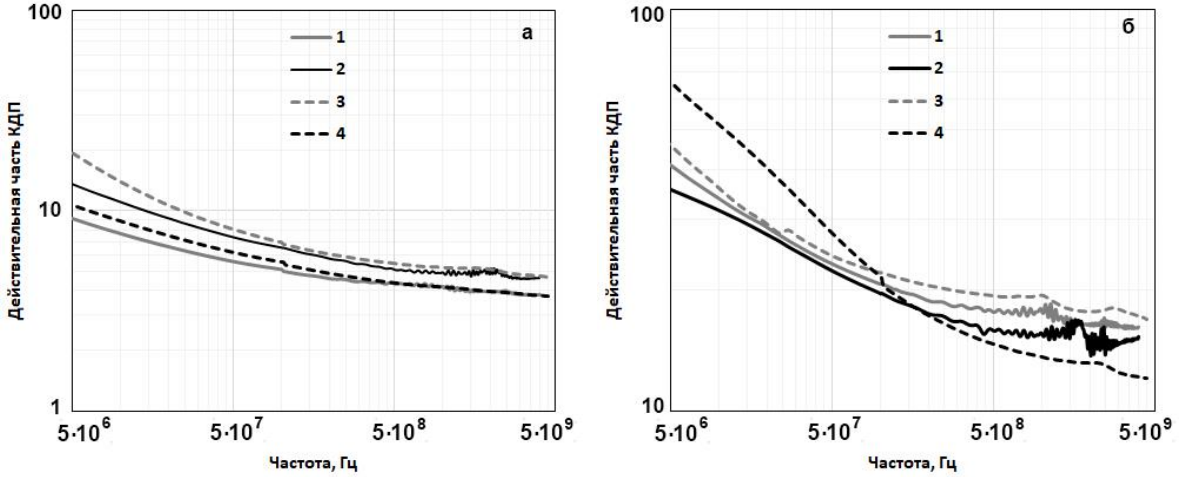


Рис. 2. Спектры действительной части КДП образцов суглинистой почвы верхнего (1) и нижнего (2) горизонтов и двух образцов засоленных почв, отобранных на удалении (3) и вблизи (4) озера Эбейты для значений объёмной влажности 10% (а) и 35% (б).

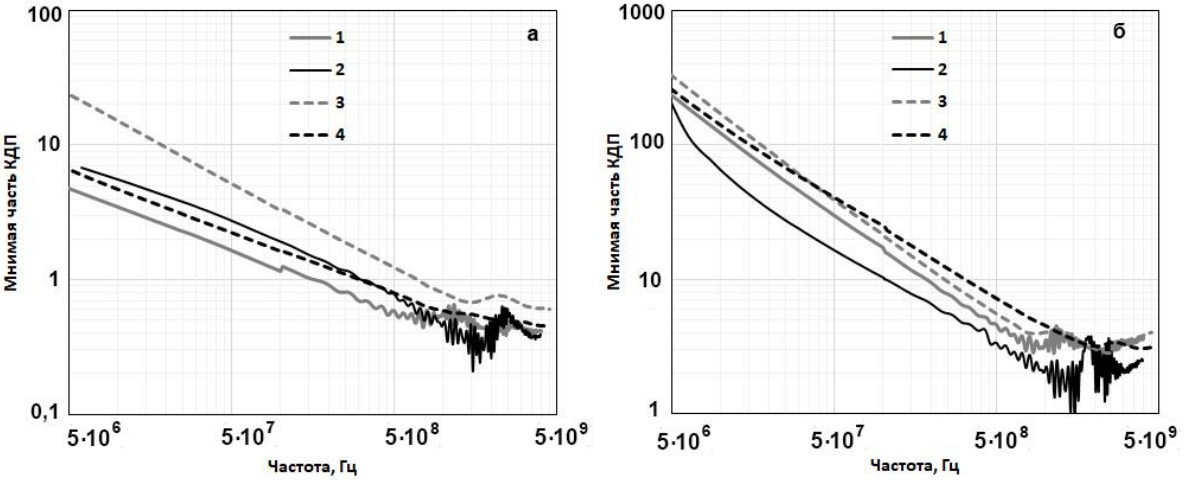


Рис. 3. Спектры мнимой части КДП образцов суглинистой почвы верхнего (1) и нижнего (2) горизонтов и двух образцов засоленных почв, отобранных на удалении (3) и вблизи (4) озера Эбейты для значений объёмной влажности 10% (а) и 35% (б).

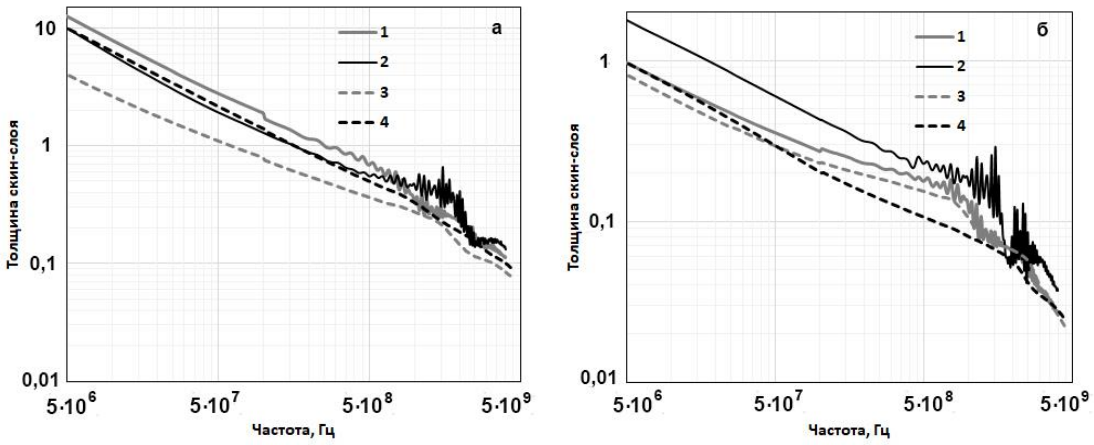


Рис. 4. Частотная зависимость толщины скин-слоя для образцов суглинистой почвы верхнего (1) и нижнего (2) горизонтов и двух образцов засоленных почв, отобранных на удалении (3) и вблизи (4) озера Эбейты для значений объёмной влажности 10% (а) и 35% (б).

Для повышения достоверности полученных результатов, и возможности обобщения полученных данных требуется проведение дополнительных исследований.

4. Заключение

Полученные зависимости свидетельствуют о заметном влиянии солей на вид диэлектрических спектров почв и грунтов. Полученные зависимости могут найти применение при оценке радиофизических характеристик подстилающей поверхности, а также при решении прикладных задач радиофизики излучения и распространения радиоволн.

5. Благодарности

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

Литература

1. Анализ моделей диэлектрической проницаемости водной среды, используемых в задачах дистанционного зондирования акваторий URL: http://www.iki.rssi.ru/books/2013sadovsky.pdf (date of access: 10.03.2024).
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: 10.03.2024).
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. Bobrov P. P., Repin A. V., Rodionova O. V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2015. Vol. 53, No. 5. P. 2366–2372.

References

1. Analiz modeley dielektricheskoy pronitsayemosti vodnoy sredy, ispol'zuyemykh v zadachakh distantsionnogo zondirovaniya akvatoriy http://www.iki.rssi.ru/books/2013sadovsky.pdf (date of access: 10.03.2024).
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 o acsess: 10.03.2024).
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. Bobrov P. P., Repin A. V., Rodionova O. V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2015. Vol. 53, No. 5. P. 2366–2372.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ УКВ-СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Ю. Б. Нечаев[1], И. В. Пешков[2]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Елецкий государственный университет (ЕГУ), Елец, Россия

Аннотация. В статье изучалась проблема использования антенных решеток с цифровой пространственной обработкой сигналов, прошедших через слои тропосферы. Для приема сигналов сантиметровой длины волны можно использовать цифровые антенные решетки. В статье приведена процедура моделирования цифровой антенной решетки и сигналов, передаваемых по тропосферному каналу. Проведено моделирование волновода, показатель преломления которого является простым поверхностным. Получены пространственный псевдоспектр и диаграмма направленности для цилиндрической решетки.

Ключевые слова: Компьютерное моделирование, Направленные антенны, Оценка направления прихода, показатель преломления, беспроводная связь.

SIMULATION STUDY OF DIGITAL SPATIAL UHF SIGNAL PROCESSING VIA TROPOSPHERIC DUCT OF RADIO WAVES

Yu. B. Nechaev[1], I. W. Peshkov[2]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]Yelets State University after I.A.Bunin (YelSU), Yelets, Russia

Abstract. In the paper the problem of using antenna arrays with digital spatial processing of signals that have passed through the layers of the troposphere has been studied. However, these kinds of waves can be attenuated significantly. Digital antenna arrays can be used in order to gain the signals of the centimeter wavelength. The digital antenna arrays and signals transmitted through a tropospheric duct have been simulated in the paper. The simulation of a waveguide which the refraction index is a simple surface has been carried out. The spatial pseudospectrum and radiation pattern for cylindrical array have been obtained.

Keywords: Computer simulation, Directional antennas, Direction-of-arrival estimation, Refractive index, Wireless communication.

1. Введение

Распространение радиоволн в нижних слоях атмосферы осуществляется не по прямой. Причина - изменение показателя преломления. В этом случае волны могут иметь такую траекторию, что они распространяются из верхних слоев в нижние и наоборот. Этот тип распространения может распространяться за горизонт, на расстояние до нескольких сотен километров от передатчика. В этом случае их траектория такая, как если бы они находились в волноводе. Помимо этого, электромагнитные волны имеют сантиметровую длину волны [1].

В статье исследуется возможность использования цифровых антенных решеток. На начальном этапе затухание оценивается с помощью параболических уравнений, затем с помощью алгоритма трассировки лучей рассчитывается траектория распространения от передатчика к приемной цифровой антенной решетке. На последнем

этапе проводится моделирование алгоритмов пространственной обработки (оценка направления прихода, а также цифровое формирование луча).

2. Этапы моделирования

Тропосферный канал является результатом вертикальных изменений показателя преломления атмосферы в зависимости от температуры и влажности [2]. Таким образом, тропосферный волновод позволяет электромагнитной энергии распространяться на большие расстояния, обеспечивая загоризонтную радиосвязь [3]. Наземные воздуховоды моделируются кривой, как показано на рисунке 1.

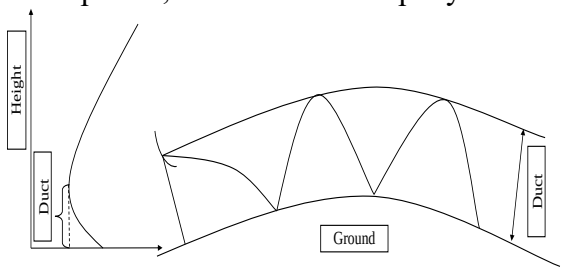


Рис. 1. Простой поверхностных волновод

а. Параболические уравнения

В этом разделе описано параболическое уравнение для расчета величины затухания электромагнитной волны в тропосфере [4]:

$$u\left(x+\Delta x,z\right)=e^{jk\Delta x\left(Q-1\right)}u\left(x,z\right) \tag{1}$$

где $Q=\sqrt{\frac{1}{k^2}\frac{\partial^2}{\partial z^2}+n^2}=\sqrt{1+q}$, $q=\frac{1}{k^2}\frac{\partial^2}{\partial z^2}+\left(n(x,z)-1\right)$.

Величина потерь определяется, (*PL*, дБ):

$$PL=20\log\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)-\left(20\log\left|u\left(x,z\right)\right|+10\log r+10\log\lambda\right) \tag{2}$$

где λ – длина волны, r – расстояние.

б. Алгоритм трассировки лучей

В этом разделе описан алгоритм трассировки лучей. Рассмотрим бесконечно малые *dh* и *dr*, изображенные на рисунке 2:

$$\sin e=\frac{dh}{dr} \tag{3}$$

$$\cos e=\sqrt{1-\left(\frac{dh}{dr}\right)^2}\left(\geq 0,i.e.e\in\left[-\frac{\pi}{2},\frac{\pi}{2}\right]\right) \tag{4}$$

Тогда

$$nh(r)\left[R_E+h(r)\right]\sqrt{1-\left(\frac{dh}{dr}\right)^2}=const \tag{5}$$

Эквивалентная система из двух связанных уравнений первого порядка [5]:

$$\frac{dh}{dr}=u \tag{6}$$

$$\frac{du}{dr} = -u^2\left(\frac{1}{n}\frac{dn}{dh} + \frac{1}{R_E + h}\right) + \left(\frac{1}{n}\frac{dn}{dh} + \frac{1}{R_E + h}\right) \tag{7}$$

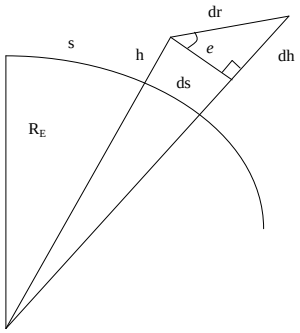


Рис. 2. Схема R_E, h для алгоритма трассировки лучей

Уравнения (6-7) решаются поэтапно. Итерации выполняется вычислительно [5].

3. Моделирование

В данной статье исследуется распространенный тип антенных решеток. В частности, учитываются цилиндрические, которые показаны на рисунке 3.

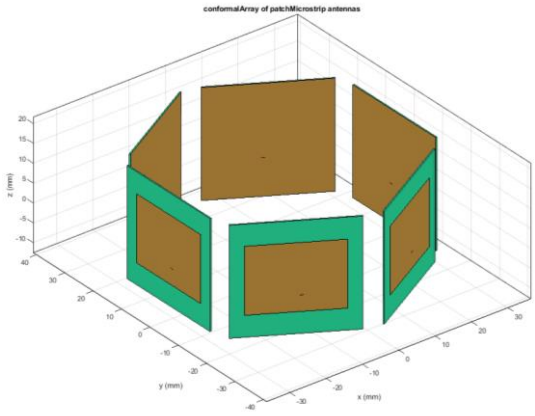


Рис. 3. Кольцевая антенная решётка

В результате процесс моделирования может быть представлен на рисунке 4.

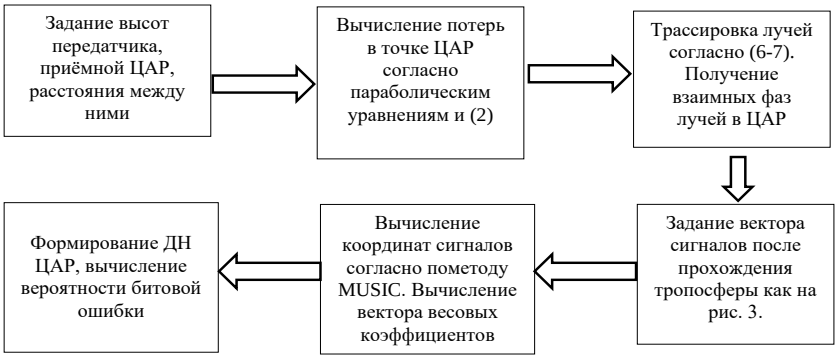
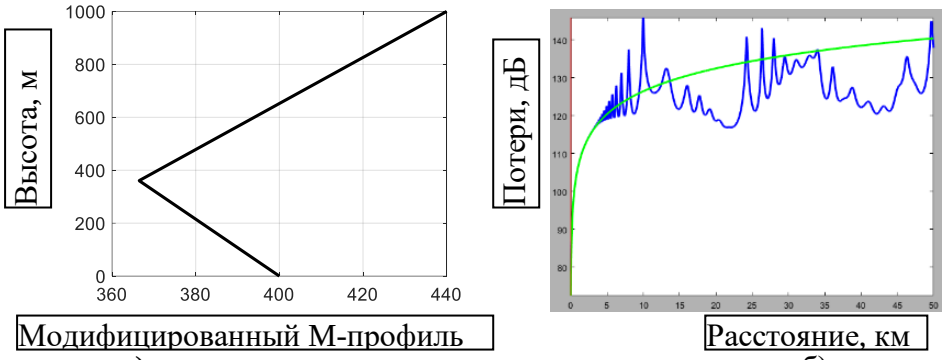


Рис. 4. Обобщенная схема моделирования

В этом эксперименте моделируется поверхностный волновод. Соответственно, выбирается модифицированный *M*-профиль, как показано на рисунке 5а.



а) б)

Рис. 5. Графики: а) Модифицированный М-профиль и а) коэффициент распространения, дБ, простого поверхностного воздуховода. Потери в горизонтальном срезе на уровне 50 м (синий – в атмосфере, показанной на рис. 2, зеленый – в свободном пространстве)

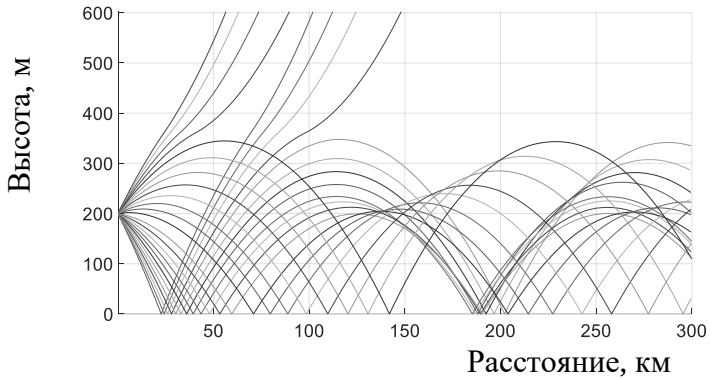
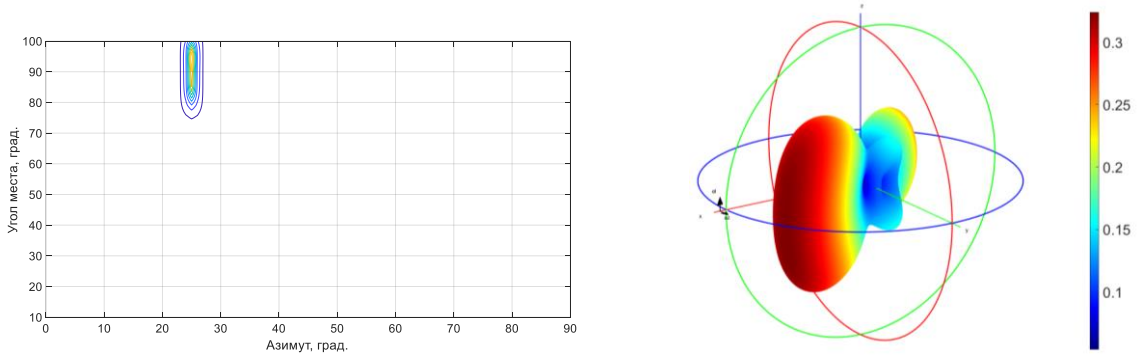


Рис. 6. Лучи, распространяющиеся в нижних слоях тропосферного канала

На рис. 5-6 показано, как распространяются радиоволны в слоях тропосферы. Перебрав все лучи, было обнаружено, что два из них поступают на цилиндрическую антенную решетку, изображённую на рисунке 3. В этом случае затухание сигнала, как показано на рис. 5 и согласно выражению (2), составляет более 130 дБ. Кроме того, алгоритм трассировки лучей (6-7) позволяет установить пространственные координаты по азимуту и углу места. Дополнительно на сигнал мощностью 1 Вт накладывается шум, имеющий мощность, равную 10^{-13} Вт [6]. Затем координаты сигналов оцениваются с помощью метода MUSIC [7], который соответствует рисунку 7а.



а) б)

Рис. 7. а) Псевдоспектр MUSIC, б) диаграмма направленности ЦАР

На рисунке 7а представлен пространственный псевдоспектр сигналов, прошедших через тропосферу, который может быть использован для оценки координат. Затем происходит цифровое диаграммообразование в направлении полезного сигнала. На рисунке 7б показана диаграмма направленности цилиндрической антенной решетки,

изображенной на рисунке 3. Весовой вектор получен согласно оптимальному алгоритму минимума дисперсии [7]. Видно, что основной луч формируется по полезному сигналу.

4. Заключение

В работе моделируется распространение лучей в слоях тропосферного волновода, а также цифровой антенной решетки. Показана возможность использования цифровых антенных решеток с пространственной обработкой сигналов в слоях тропосферы.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00125, https://rscf.ru/project/23-21-00125/.

Литература

1. Рекомендация МСЭ-R P.834-6. Влияние тропосферной рефракции на распространение радиоволн. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.834-6-200701-S!!PDF-R.pdf, 20.03.2024.
2. Пищин О. Н. Особенности распространения радиоволн УВЧ диапазона в приземном и приводном тропосферном волноводе. / Пищин О. Н., Каламбацкая О. В. // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика, 2019, № 4. - С. 115–121.
3. Dinc E. Beyond-line-of-sight communications with ducting layer / Dinc E., Akan O. B. // IEEE Communications Magazine, 2014, vol. 52, no. 10. - pp. 37-43, doi: 10.1109/MCOM.2014.6917399.
4. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. London, IEE, 2000. - 336 p.
5. Zeng, Y. Radar Beam Tracing Methods Based on Atmospheric Refractive Index / Zeng, Y., Blahak U., Neuper M., Jerger D. // J. Atmos. Oceanic Technol., 31. – p. 2650–2670, https://doi.org/10.1175/JTECH-D-13-00152.1.
6. Нечаев Ю. Б. Исследование и моделирование цифровых антенных решеток с направленными элементами по азимуту и углу места при распространении ОВЧ-сигналов с потерями за счет дифракции / Нечаев Ю. Б., Пешков И. В. // Экономика. Информатика. 2022. Т49. №1. - С.103-120. DOI: 10.52575/2687-0932-2022-49-1-103-120
7. Balanis C., Ioannides P. Introduction to smart antennas. San Francisco: Morgan and Claypool Publishers, 2007. – 174 p.

References

1. Recommendation ITU-R P.834-6. Influence of tropospheric refraction on propagation of radio waves. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.834-6-200701-S!!PDF-R.pdf, 20.03.2024.
2. Pishchin O. N. Characteristics of UHF waves distribution in land and water surface tropospheric waveguide / Pishchin O. N., Kalambatskaya O. V. // Vestnik of Astrakhan State Technical University. Series: Management, Computer Science and Informatics. 2019; 4. - 115-121 p. DOI: 10.24143/2072-9502-2019-4-115-121.
3. Dinc E. Beyond-line-of-sight communications with ducting layer / Dinc E., Akan O. B. // IEEE Communications Magazine, 2014, vol. 52, no. 10. - Pp. 37-43, doi: 10.1109/MCOM.2014.6917399.
4. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. London, IEE, 2000. - 336 p.

5. Zeng, Y. Radar Beam Tracing Methods Based on Atmospheric Refractive Index / Zeng, Y., Blahak U., Neuper M., Jerger D. // J. Atmos. Oceanic Technol., 31. – Pp. 2650–2670, https://doi.org/10.1175/JTECH-D-13-00152.1.
6. Nechaev, Y. B. Researching and simulation of digital antenna arrays with directive elements on azimuth – elevation while the VHF-signals propagation with diffraction losses / Nechaev, Y. B., Peshkov, I. W. // Economics. Information Technologies. 2022, 49(1), Pp. 103-120. https://doi.org/10.52575/2687-0932-2022-49-1-103-120
7. Balanis C., Ioannides P. Introduction to smart antennas. San Francisco: Morgan and Claypool Publishers, 2007. – 174 p.

ИНТЕГРАЦИЯ ОДНОРОДНОЙ ПОЛУСФЕРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ И ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ

С. И. Деревянкин[1,2], А. В. Останков[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), г. Воронеж, Россия
[2]АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Приводятся результаты исследования возможности интеграции однородной диэлектрической полусферической линзы с волноводно-щелевой антенной, выполненной на основе технологии SIW. Установлено, что введение в конструкцию антенны диэлектрической линзы позволяет повысить направленные свойства антенны. Обсуждаются недостатки подобной интеграции и возможные пути совершенствования конструкции.

Ключевые слова: волноводно-щелевая антенна; линзовая антенна; технология SIW; коэффициент усиления.

INTEGRATION OF HOMOGENEOUS HEMISPHERICAL LENS AND WAVEGUIDE-SLOT ANTENNA

S. I. Derevyankin[1,2], A. V. Ostankov[1]

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

Abstract. The results of a study of the possibility of integrating a homogeneous dielectric hemispherical lens with a waveguide-slot antenna based on SIW technology are presented. It has been established that the introduction of a dielectric lens into the antenna design makes it possible to increase the directional properties of the antenna. The disadvantages of such integration and possible ways to improve the design are discussed.

Keywords: waveguide slot antenna; lens antenna; technology SIW; gain.

1. Введение

Антенные системы на основе технологии SIW (substrate integrated waveguide) – интегрированных в подложку волноводов – позволяют уменьшить массогабаритные характеристики приемно-излучающих систем и снизить расходы на их производство. Эта технология является стратегическим вектором развития на ближайшие годы антенных устройств и устройств СВЧ как в гражданских, так и в военных отраслях.

Использование диэлектрических, металлодиэлектрических и металлических линз в антенных устройствах позволяет выровнять фронт излучаемой волны, увеличить направленные свойства антенны, скорректировать диаграмму направленности, внести изменения в рабочую полосу частот, а также решить другие задачи, которые могут возникать в ходе разработки приемно-передающих систем.

В работе [1] предлагается использовать микрополосковую щелевую антенну с излучающим элементом, размещаемым в нижней части полусферы керамической однородной линзы, предназначенной для улучшения направленных свойств антенны. Преимущество предлагаемого подхода заключается в возможности ощутимого выравнивания фронта волны за счет того, что керамика обладает относительно большой диэлектрической проницаемостью. Недостатком применения монокристаллического кремния как основы для линзы является вероятность появления микротрещин в структуре, что приведет к искажению формируемого фронта электромагнитной волны,

учитывая высокую рабочую частоту антенного устройства, при которой любая трещина или неоднородность материала сопровождается чувствительными потерями и переотражениями.

В работе [2] предложена конструкция полусферической однородной линзы для фокусировки излучения и повышения направленности излучающей системы. Расстановка излучателей секторами позволяет реализовать полноазимутальный режим излучения. Благодаря использованию такой конструкции антенного устройства изготовление линзы возможно с помощью аддитивных технологий (3D-печати). Приводится макет линзы, распечатанной послойно из PLA-пластика. Использование последнего привело к увеличению потерь в антенне. Недостатком предложенной конструкции является значительная масса антенны, поскольку линза не является полой, а выполнена из однородного диэлектрика.

В работе [3] с использованием метода квазиконформных оптических преобразований синтезирована линза Люнеберга с плоской поверхностью. Линза дает возможность выровнять фронт волны, значительно повысить коэффициент усиления антенны за счет фокусировки излучения. Недостаток антенны заключается в сложности реализации изменяющейся вдоль радиального направления диэлектрической проницаемости за счет чередования диэлектрика и воздушных прослоек. Кроме того, многослойный характер исполнения линзы приводят к росту уровня внутренних переотражений и ухудшению направленных свойств.

В работе [4] предложена конструкция антенны в виде системы антенн-бабочек и однородной диэлектрической линзы с высокой диэлектрической проницаемостью, изготовленной на 3D-принтере и предназначенной для фокусировки излучения. Недостатком такой антенны является необходимость реализации высокоточной системы крепления элементов, поскольку даже незначительное смещение излучателя приводит к нарушению фокусировки антенны, переотражениям и дополнительным потерям. Кроме того, антенна разработана для частот 24 - 30 ГГц, на которых требования к потерям в материале линзы более жёсткие, вместе с тем авторы предлагают использовать PLA-пластик, который обладает на этих частотах относительно большими потерями.

В работе [5] описывается ТЕМ-рупор с неоднородным диэлектрическим заполнением, выполненным на 3D-принтере с помощью аддитивных технологий. Распечатанная линза из полистирола позволила сфокусировать электромагнитное излучение и значительно улучшить направленные свойства антенны, а также уменьшить переотражения в полосе рабочих частот. Недостатком антенного устройства является применение материала HIPS, который характеризуется большой усадкой, крайне чувствителен к химическому воздействию и требует специализированного оборудования для печати.

В работе [6] предложена модификация биконической антенны, в которой благодаря использованию диэлектрической линзы простой формы удалось увеличить коэффициент усиления антенны и снизить уровень бокового излучения. Недостатком такой модификации является то, что линза значительно увеличивает массу конструкции и усложняет практическую реализацию из-за проблем устойчивости фиксации.

Целью работы является попытка интеграции волноводно-щелевой антенны на основе интегрированного в подложку волновода с однородной линзой для улучшения направленных свойств антенны.

2. Конструкция волноводно-щелевой антенны на основе SIW, интегрированной с линзой, и результаты ее моделирования

В качестве основы исследуемой антенной системы взята волноводно-щелевая антенна на основе волновода, интегрированного в подложку. Для реализации

диэлектрической подложки использован материал Rogers RO3003 толщиной 1,37 мм с относительной диэлектрической проницаемостью, равной $\varepsilon = 3$, и тангенсом угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta = 0{,}001$.

Для расчета волновода для щелевой антенны использованы общеизвестные формулы для SIW-структур [7-9]. Общий вид конструкции распределительно-излучающей системы волноводно-щелевой антенны, реализованной по технологии SIW, приводится на рисунке 1.

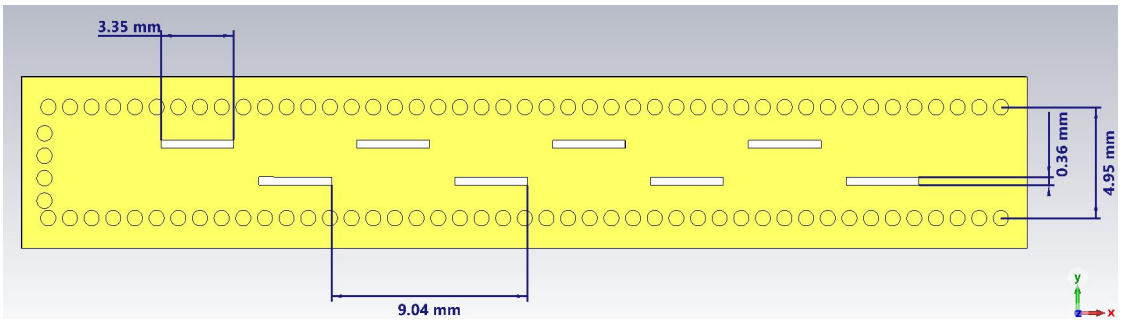


Рис. 1. Волноводно-щелевая антенна на основе SIW-волновода

Рассмотрим результаты полноволнового 3D электродинамического моделирования антенны на рисунке 1, выполненного с использованием пакета программного обеспечения «CST Microwave Studio» (рисунок 2). Из рисунка 2 следует, что коэффициент отражения от излучающего раскрыва антенны принимает значения, не превышающие «минус» 10 дБ, в полосах частот от 26,09 до 26,35 ГГц и от 29,73 до 30,25 ГГц, которые и следует считать рабочими частотами в случае отсутствия предполагаемой к интеграции линзы.

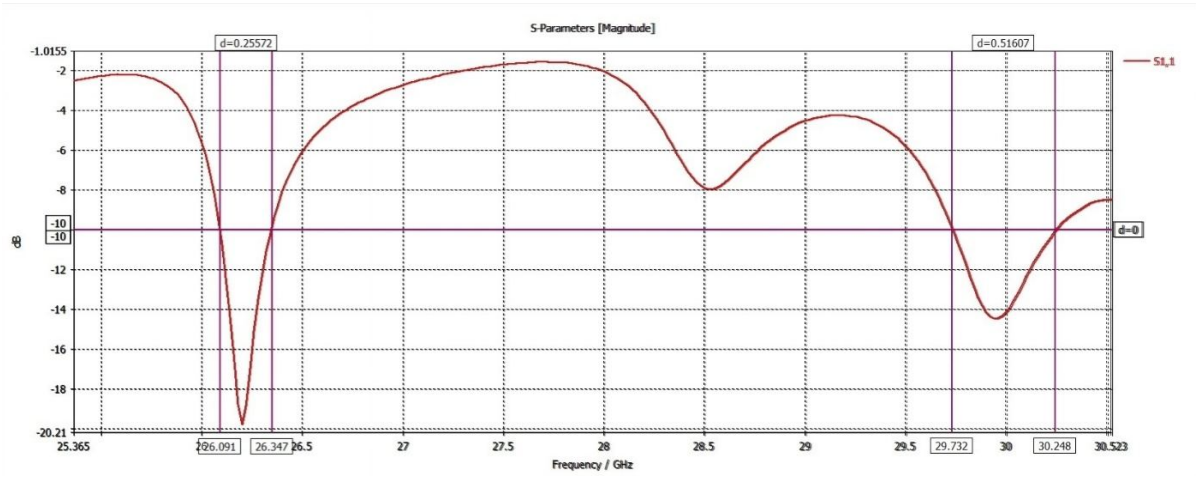
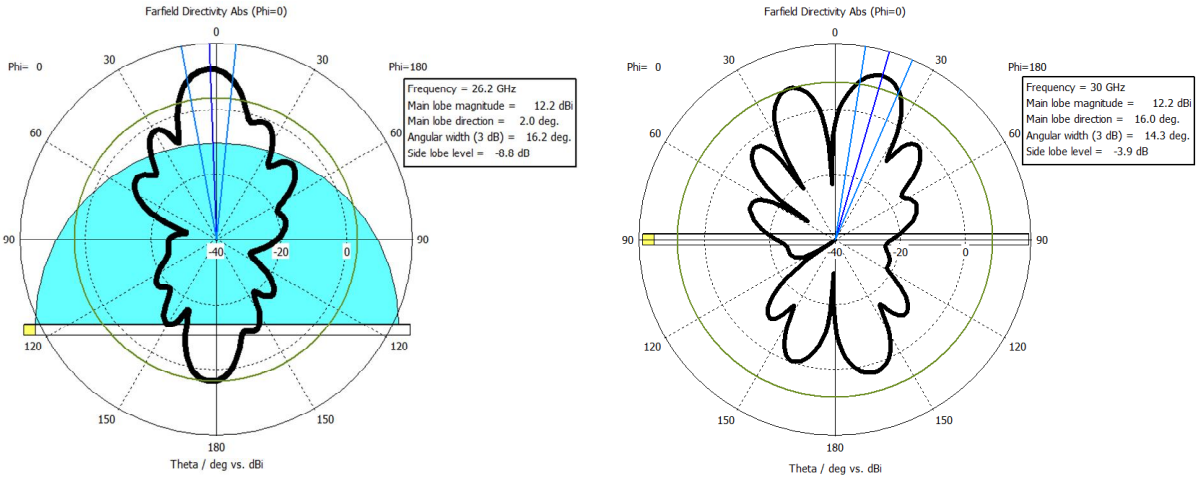


Рис. 2. Возвратные потери волноводно-щелевой антенны на основе SIW-волновода

Диаграммы направленности волноводно-щелевой SIW-антенны в меридиональной плоскости на частотах 26,2 ГГц и 30,0 ГГц показаны на рисунке 3. На обеих частотах значения коэффициента усиления составляют 12,2 дБ, однако, на частоте 30 ГГц стоит отметить существенное отклонение главного лепестка диаграммы направленности от направления поперечного излучения на 16º.



а) *б*)

Рис. 3. Диаграммы направленности волноводно-щелевой антенны без линзы на частотах: *а*) 26,2 ГГц; *б*) 30 ГГц

В качестве однородной линзы взята урезанная по размеру волновода полусфера, показанная вместе с волноводно-щелевой антенной на рисунке 4.

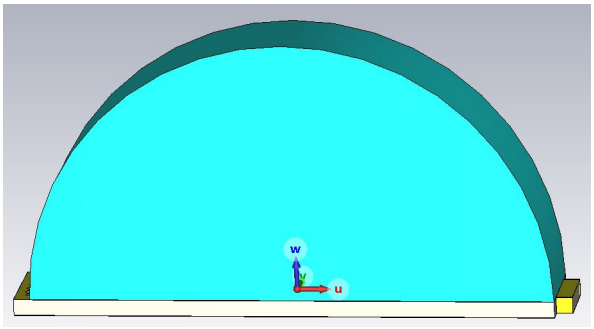


Рис. 4. Волноводно-щелевая антенна на основе SIW-волновода в интеграции с линзой

Для выяснения возможности улучшения характеристик излучения за счет применения совместно со щелевой антенной, выполненной по технологии SIW, однородной полусферической линзы выполнено исследование. В ходе этого исследования относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_л$ линзы изменялась в пределах от 1 до 5, для каждого значения проницаемости определялись потенциально возможные для работы интегрированной антенны полосы частот ($ПЧ_k$), в пределах которых коэффициент отражения от раскрыва не превышал «минус» 10 дБ. Для каждой полосы частот измерялись значения коэффициента усиления ($КУ_k$). Для физического моделирования полноволнового 3D электродинамического моделирования антенны использовался пакет программного обеспечения «CST Microwave Studio». Полученные результаты представлены в таблице 1.

Зеленым цветом в таблице 1 выделены ячейки, для указанных рабочих частот которых главный лепесток диаграммы направленности отклоняется от направления поперечного излучения менее чем на 20º, желтым – от 20 до 30º.

На основе данных таблицы 1 можно однозначно сделать вывод о том, что однородную урезанную по размеру волновода диэлектрическую полусферу целесообразно применять с волноводно-щелевой антенной на основе SIW-волновода. Так, использование однородной линзы с диэлектрической проводимостью $\varepsilon_л = 1{,}6$ позволило улучшить коэффициент усиления с 12,2 дБ до 16,6 дБ.

Таблица 1. Результаты исследования направленных свойств антенны с интегрированной линзой

$\varepsilon_л$	диапазон 1		диапазон 2		диапазон 3		диапазон 4	
	$ПЧ_1$	$КУ_1$	$ПЧ_2$	$КУ_2$	$ПЧ_3$	$КУ_3$	$ПЧ_4$	$КУ_4$
1,2	26,04-26,34	14,2-14,6	29,55-34,00	14,9-17				
1,4	26,00-26,28	15,6-16,0	28,26-28,68	15,7-16				
1,6	26,00-26,23	16,8	28,2-28,64	16-16,4				
1,8	24,45-24,88	14,5	28,16-28,72	16,2-16,8				
2,0	24,40-24,92	14,8	28,23-28,48	15,5				
2,2	22,12-22,37	14,0	23,18-23,53	14,5	24,37-24,86	14,3		
2,4	22,07-22,35	13,1	23,07-23,55	13,8	24,24-24,90	13,1-13,8		
2,6	22,01-22,36	12,0	23,07-23,55	12,0-12,9	24,11-25,06	11,3-13,1		
2,8	23,01-23,52	11,4-12,3	24,04-24,76	11,5-12,4	29,20-30,10	10,7-11,0		
3,0	21,87-22,35	10,4	22,91-23,78	10,4-11,5	24,66-25,14	8,6-9,0		
3,2	22,80-23,40	8,0-10,0	24,00-24,60	8,4-9,4	24,90-25,40	8,0		
3,4	22,44-23,16	8,4-9,0	23,44-23,92	7,0-9,0	24,25-25,02	7,0-8,5		
3,6	21,98-22,28	9,0-9,7	23,01-23,3	7,6-8,0	23,93-24,47	6,0-8,0	24,74-25,16	7,0-8,8
3,8	23,47-23,83	5,9-7,8	24,2-25,01	5,9-10	25,21-26,38	7,0-9,0		
4,0	23,87-26,50	4,7-11						
4,2	22,61-22,81	8,8-9,6	23,12-23,28	5,9	23,53-23,88	7,2-8,6	23,99-24,52	5,0-8,5
4,4	23,13-22,39	8,2-8,5	23,55-23,98	6,2-6,8	24,25-24,93	7,0-9,5	25,25-25,52	9,0-9,5
4,6	22,72-22,95	7,3-8,6	22,12-23,49	7,0	23,81-24,56	6,5-8,8	24,68-26,25	7,0-9,0
4,8	22,72-22,99	6,9	23,56-26,5	6,0-9,0				
5,0	23,17-25,35	6,7-8,8						

3. Заключение

Выполненное исследование возможности интеграции диэлектрической однородной полусферической линзы и волноводно-щелевой антенны, реализованной по технологии SIW, продемонстрировало перспективность такого подхода. Заметим, недостатком применения однородной полусферической линзы является существенное увеличение габаритов и массы финальной антенны, что усложняет её применение в качестве приемопередающей антенны на мобильных носителях, например, в виде малых беспилотных систем. Дальнейшее исследование может быть направлено на применение модифицированных вариантов диэлектрических линз, включая рассмотренную.

Литература

1. Артеменко А.А. Исследование кремниевых интегрированных линзовых антенн для систем радиосвязи частотного диапазона 60 ГГц / Артеменко А.А., Мальцев А.А., Масленников Р.О., Севастьянов А.Г., Ссорин В.Н. // Известия вузов. Радиофизика, 2012, Т. 55, № 8. – С. 565-575.
2. Ищенко Е.А. Многолучевая антенна на основе полусферической линзы с системой облучателей для полноазимутального сканирования / Ищенко Е.А., Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Проскурин Д.К., Федоров С.М. // Вестник Воронежского института МВД России, 2023, № 4. – С. 159-165.
3. Лазарев А.В. Синтез линзы Люнеберга с плоской поверхностью с использованием квазиконформных оптических преобразований / Лазарев А.В., Киселев А.Ю.,

Бобрешов А.М., Усков Г.К. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2020, Т. 23, № 4. – С. 68-73.
4. Ballesteros C. A 3D printed lens antenna for 5G applications / Ballesteros C., Maestre M., Santos M.C., Romeu J., Jofre L. // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019. – pp. 1985-1986.
5. Bobreshov A. Experimental study of the characteristics of ultrawideband TEM horn with the dielectric filling / Bobreshov A., Uskov G., Smuseva K., Sbitnev N. // 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC), 2020. – pp. 189-191.
6. Кеда В.В. Биконическая антенна с диэлектрической линзой // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2020: материалы Республиканской научно-практической конференции, 2020. – С. 337-341.
7. Guo Y. Designs of substrate integrated waveguide (SIW) and its transition to rectangular waveguide // Auburn: Auburn University, 2015. – pp. 1-84.
8. Останков А.В., Хрипунов Е.Г. Рупорная SIW-антенна со специальным копланарным переходом и диэлектрической линзой для питания планарной антенны вытекающей волны // Радиостроение, 2020, № 2. – С. 1-26.
9. Ostankov A., Khripunov E., Kashkarov V. A compact nonuniform composite right/left-handed leaky-wave scanning antenna with elliptical polarization for X-band application // Progress In Electromagnetics Research C, 2021, Vol. 114. – Pp. 43-56.

REFERENCES

1. Artemenko, A.A. Investigation of silicon integrated lens antennas for 60 GHz WLAN communication systems / Artemenko A.A., Maltsev A.A., Maslennikov R.O., Sevastyanov A.G., Ssorin V.N. // News of universities. Radiophysics, 2012, Vol. 55, No. 8. – Pp. 565-575.
2. Ishhenko, E.A. Multibeam antenna based on a hemispherical lens with a system of feeds for full azimuthal scan / Ishhenko E.A., Pasternak Y.G., Pendyurin V.A., Proskurin D.K., Fedorov S.M. // The bulletin of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia, 2023, No. 4. – Pp. 159-165.
3. Lazarev, A.V. Synthesis of a Luneburg lens with a flat surface using quasi-conformal transformation optics / Lazarev A.V., Kiselev A.Yu., Bobreshov A.M., Uskov G.K. // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2020, Vol. 23, No. 4. – Pp. 68-73.
4. Ballesteros C. A 3D printed lens antenna for 5G applications / Ballesteros C., Maestre M., Santos M.C., Romeu J., Jofre L. // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019. – Pp. 1985-1986.
5. Bobreshov A. Experimental study of the characteristics of ultrawideband TEM horn with the dielectric filling / Bobreshov A., Uskov G., Smuseva K., Sbitnev N. // 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC), 2020. – Pp. 189-191.
6. Keda, V.V. Biconical antenna with dielectric lens // Information radio systems and radio technologies 2020: materials of the Republican Scientific and Practical Conference, 2020. – Pp. 337-341.
7. Guo Y. Designs of substrate integrated waveguide (SIW) and its transition to rectangular waveguide // Auburn: Auburn University, 2015. – pp. 1-84.
8. Ostankov, A.V., Khripunov, E.G. Horn SIW-antenna with a special coplanar junction and dielectric lens for feeding of the planar leaky-wave antenna // Radio Engineering, 2020, No. 2. – Pp. 1-26.
9. Ostankov, A., Khripunov, E., Kashkarov, V. A compact nonuniform composite right/left-handed leaky-wave scanning antenna with elliptical polarization for X-band application // Progress In Electromagnetics Research C, 2021, Vol. 114. – Pp. 43-56.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРГАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ В КАЧЕСТВЕ ВОЗМОЖНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ ПАТЧ-АНТЕНН

А.С. Мазинов[1], А.В. Колосовский[1], Д.К. Цапик[1], А.В. Старосек[1], Н.А. Болдырев[1]

[1]Крымский Федеральный Университет им. В.И. Вернадского, Симферополь, Россия.

Аннотация. Основная идея данной работы – использование органических материалов в качестве коммутационных элементов для управления фазированными антенными решетками на базе патч-антенн за счет включения-выключения отдельных резонаторных систем. Исследованы вольт-амперные и люкс-амперные характеристики, позволяющие переключать элементы антенны с помощью электромагнитного и оптического воздействия.

Ключевые слова: фазированные антенные решетки, патч-антенна, цинковый комплекс, диаграмма направленности, коэффициент стоячей волны.

USING ORGANIC ELEMENTS AS POSSIBLE SWITCHES BETWEEN PATCH ANTENNA ELEMENTS

A.S. Mazinov[1], A.V. Kolosovsky[1], D.K. Tsapik[1], A.V. Starosek[1], N.A. Boldyrev[1]

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

Abstract. The main idea of this work is the use of organic materials as switching elements to control phased array antennas based on patch antennas by turning on/off individual resonator systems. The current-voltage and lux-ampere characteristics have been studied, making it possible to switch antenna elements using electromagnetic and optical influence.

Keywords: phased array antennas, patch antenna, zinc complex, radiation pattern, standing wave ratio.

1. Введение

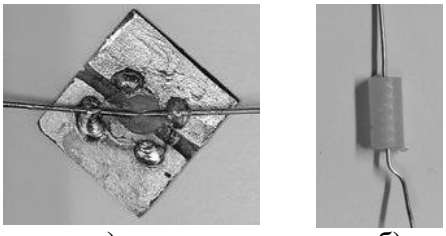
Передача различных видов информации может быть осуществлена с помощью как проводных линий (оптоволоконная связь), так и с помощью каналов радиосвязи. При этом одной из ключевых проблем создания высокоэффективных каналов радиосвязи является исследование и разработка антенно-фидерных устройств.

Антенны являются основным элементом в приёмно-передающих радиотехнических системах. Увеличение объема передаваемой информации приводит к разработке новых, а также модернизации различных видов антенн. В частности, в системах сотовой связи пятого поколения (5G),классические антенны уступили фазированным активным решеткам (ФАР) [1].Применение ФАР в базовых станциях 5G позволяет оперативно изменять направление луча в сторону клиента. ФАР состоит из решетки антенн излучающих не одновременно, а с задержками во времени (сдвигом фаз), который и вызывает наклон луча. Сдвиг обеспечивается группой фазовращателей под управлением контроллера [2].

Существуют аналоговые и дискретные фазовращатели. Из-за простоты конструкции чаще всего используются дискретные фазовращатели. Активным элементом дискретного фазовращателя является ключ — полупроводниковый p-i-n диод или транзистор [3], однако, влияние данных элементов зачастую ограничивает полосу пропускаемых частот. Для расширения полосы пропускаемых частот необходима разработка новых коммутационных элементов.

2. Исследование возможности применения цинковых комплексов в коммутационных элементах

Структуры (рисунок 1) на основе цинкового комплекса $C_{48}H_{42}N_6O_2Zn$ и $C_{54}H_{54}N_6O_2Zn$ показали нелинейность вольт-амперной характеристики (рисунок 2), в частности участки с отрицательным дифференциальным сопротивлением, а также возможность изменения проводимости путём оптического воздействия [4, 5].



а) б)

Рис. 1. а) Образец элемента, обладающий отрицательным дифференциальным сопротивлением; б) Образец элемента со стабилизированной вольт-амперной и люкс-амперной характеристикой;

В качестве контактов использовались иглы из никелированной стали, через которые подавались жидкий раствор (рисунок 1.а). Также жидкий полупроводник располагался в замкнутой капсуле (рисунок 1, б), которая позволяла одновременно при подаче напряжения освещать образец светодиодным источником ультрафиолетового излучения с силой света 100 мКд и длиной волны 400 нм на расстоянии 1 и 5 мм. Получившаяся вольт-амперная характеристика представлена на рисунке 2.

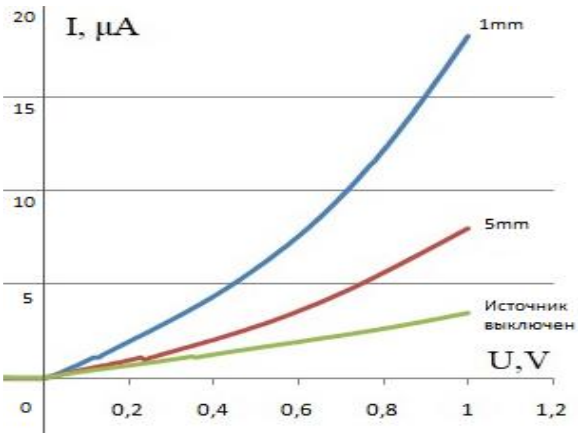


Рис 2. Вольт-амперная характеристика элемента цинкового комплекса в зависимости расстояния воздействия ультрафиолетовым источником.

Таким образом, элемент на рисунке 1, а может быть использован в качестве слаботочного коммутатора с управлением источником ультрафиолетового излучения.

3. Исследование коммутационного элемента на цинковом комплексе в патч-антенне.

Патч-антенна – тип направленной антенны диапазона СВЧ. В нее входит тонкая плоская металлическая пластина, которая расположена на небольшом (0.05 λ) расстоянии параллельным образом для плоского металлического экрана. Принцип действия разработанной антенны основан на резонансе моды TM10 в объёме под излучающей

пластиной, возбуждается электрическое поле для зазоров, которые идут по противоположным сторонам такой пластины [3].

Разработанная антенна изображена на рисунке 3, численный расчёт коэффициента усиления был рассчитан с помощью программы FEKO (рисунке 4).



Рис. 3. Разработанная патч-антенна.

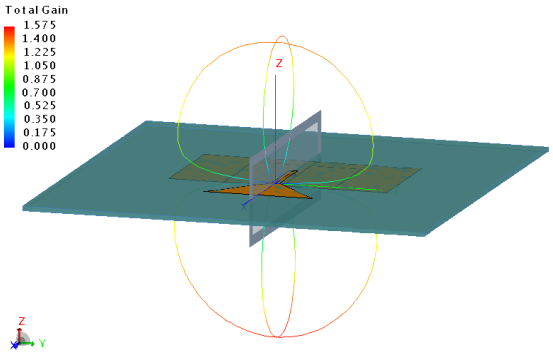
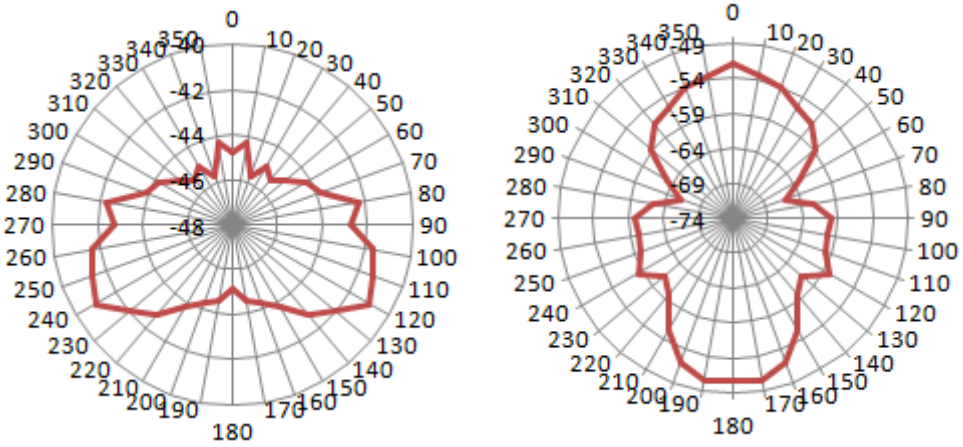


Рис. 4. Коэффициент усиления модели антенны на рисунке 3.

Разработанная антенна обладала следующей диаграммой направленности, изображенной на рисунке 5 и коэффициентом стоячей волны, изображенном на рисунке 6:



а) б)

Рис. 5. Диаграмма направленности на частоте 1.575 ГГц: а) при Phi = 0°; б) при Phi = 90°.

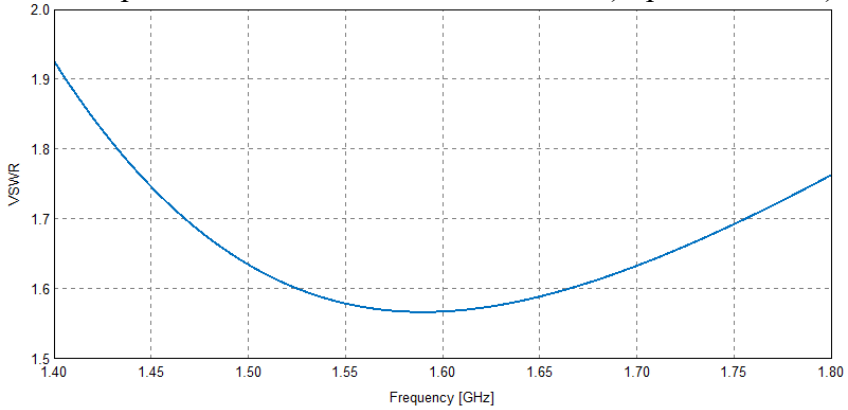


Рис 6. Коэффициент стоячей волны в образце, изображенном на рисунке 3.

Затем на расстоянии λ /8 от фидера антенны был произведен разрез участка фольгированного стеклотекстолита (рисунок 7), после данной манипуляции коэффициент стоячей волны принял вид, изображенный на рисунке 8.

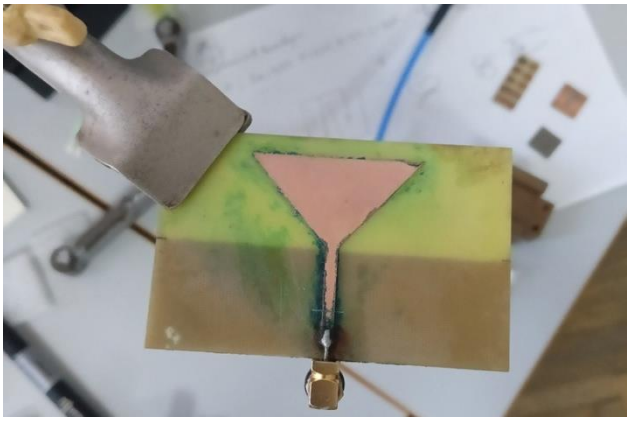


Рис. 7. Общий вид планарной патч-антенны после прорези в нижней части.

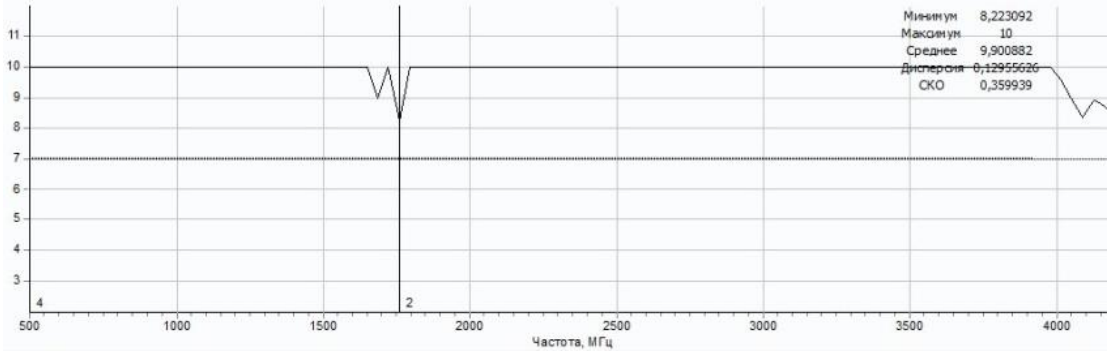


Рис. 8. Коэффициент стоячей волны после прорези в нижней части

Затем в полученную щель был нанесен цинковый комплекс, растворенный в хлороформе. Над щелью был смонтирован ультрафиолетовый светодиод GNL-3014VC (100мКд 400нм), полученный коэффициент стоячей волны изображен на рисунке 9.

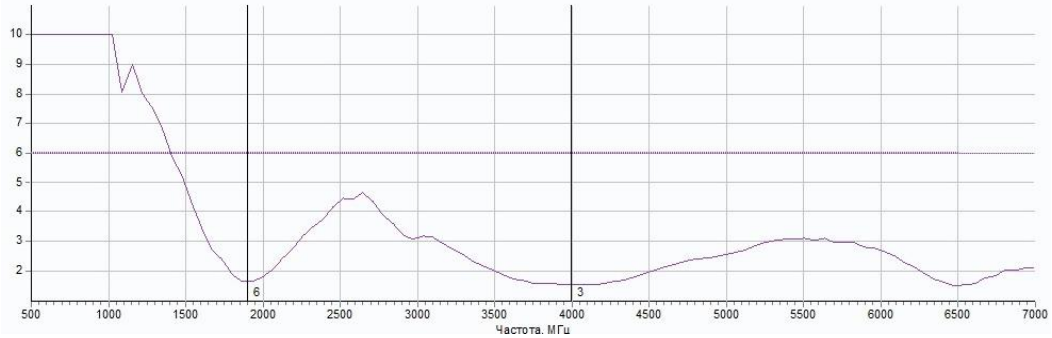


Рис. 9. Коэффициент стоячей волны после заполнения прорези в нижней части цинковым комплексом

4. Заключение

Существующие дискретные коммутаторы, такие как MC241AQS16 [7] обладают ограниченным рабочим диапазоном частот 0.3-3.5 ГГц, что сужает область применения данного устройства. Разработанные коммутационные элементы на цинковых комплексах обладают более широким рабочим диапазоном, а также управление ими с помощью источника ультрафиолетового излучения, дают широкие возможности для построения новых устройств в сверхвысокочастотном диапазоне.

Литература

1. В МФТИ разработали компактные антенные решетки для приложений 5G // За науку URL: https://zanauku.mipt.ru/2023/07/19/v-mfti-razrabotali-kompaktnye-antennye-reshetki-dlya-prilozhenij-5g/ (дата обращения: 08.09.2024).
2. Самсоненко А.И., Айтмагамбетов А.З., Кожахметова Б.А., Кулакаева А.Е., Жаксылык А. РАЗРАБОТКА КОММУТАЦИОННОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ. Вестник Казахстанско-Британского технического университета. 2019;16(3):162-167.
3. А.С. Стешковой, А.В. Туровский // МАЛОГАБАРИТНАЯ ПАТЧ-АНТЕННА СВЧ ДИАПАЗОНА // 2017 г. , 7 с.
4. Гусев А. Н. и др. N-образные вольт-амперные характеристики гибридных органических материалов на основе цинковых комплексов //Письма в Журнал технической физики. – 2021. – Т. 47. – №. 8. – С. 3-6.
5. Kaupužs J. et al. Origin of n-type conductivity in ZnO crystal and formation of Zn and ZnO nanoparticles by laser radiation //Optics & Laser Technology. – 2019. – Т. 111. – С. 121-128.
6. Cayan A. M., Basbug S. Four-Way Reconfigurable Repeater with U-Slot Microstrip Antennas for Outdoor IoT Applications //2022 11th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA). – IEEE, 2022. – С. 523-527.

References

1. MIPT has developed compact antenna arrays for 5G applications // For science URL: https://zanauku.mipt.ru/2023/07/19/v-mfti-razrabotali-kompaktnye-antennye-reshetki-dlya-prilozhenij-5g / (access date: 09/08/2024).
2. Samsonenko A.I., Aitmagambetov A.Z., Kozhakhmetova B.A., Kulakaeva A.E., Zhaksylyk A. DEVELOPMENT OF A SWITCHING PHASE SWITCHING ACTIVE PHASED ANTENNA ARRAY. *Herald of the Kazakh-British technical university*. 2019;16(3):162-167. (In Russ.)
3. A.S. Steshkova, A.V. Turovsky // SMALL-SIZED MICROWAVE RANGE PATCH ANTENNA // 2017, 7 p.
4. Gusev A. N. et al. N-shaped current-voltage characteristics of hybrid organic materials based on zinc complexes // Letters to the Journal of Technical Physics. – 2021. – T. 47. – No. 8. – pp. 3-6.
5. Kaupuzs J. et al. Origin of n-type conductivity in ZnO crystal and formation of Zn and ZnO nanoparticles by laser radiation //Optics & Laser Technology. – 2019. – T. 111. – P. 121-128.
6. Cayan A. M., Basbug S. Four-Way Reconfigurable Repeater with U-Slot Microstrip Antennas for Outdoor IoT Applications //2022 11th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA). – IEEE, 2022. – pp. 523-527.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ВДОЛЬ ПРОВОДНИКОВ ПРИЗЕМНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕНН ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Ю.А. Костычов[1], А.С. Ященко[1], С.В. Кривальцевич[1,2], С.А. Варнаков[1]

[1]Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники), Омск, Россия

[2]Акционерное общество «Омский научно-исследовательский институт приборостроения», Омск, Россия

Аннотация. Рассмотрены известные выражения зависимости постоянной распространения электромагнитной волны вдоль проводников стелющихся антенн от свойств грунта в декаметровом диапазоне длин волн, проведена их экспериментальная апробация. Получены точностные характеристики известных зависимостей.

Ключевые слова: комплексная диэлектрическая проницаемость; постоянная распространения электромагнитной волны; грунт.

RESEARCH OF THE CHARACTERISTICS OF ELECTROMAGNETIC WAVE PROPAGATION ALONG THE RADIATORS OF NEAR-GROUND ANTENNAS IN THE DECAMETER WAVELENGTH BAND

Y.A. Kostychov[1], A.S. Yashchenko[1], S.V. Krivaltsevich[1,2], S.A. Varnakov[1]

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

[2]Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Abstract. The known expressions for the dependence of the propagation constant of an electromagnetic wave along the radiators of near-ground antennas on the properties of the soil in the high frequency band are considered, and their experimental testing is carried out. Accuracy characteristics of known dependencies were obtained.

Keywords: complex dielectric permittivity; electromagnetic wave propagation constant; the soil.

1. Введение

Стелющиеся (приземные) антенны (СА) ДКМВ диапазона (3-30 МГц) представляют собой проволочные антенны, проводники которых находятся на границе раздела воздух-грунт. СА широко распространены и находят применение в радиосвязи [1], исследованиях ионосферы [2] (как излучающие системы ионозондов) и земли [3] (в составе георадаров), вследствие простоты конструкции и удобства эксплуатации. Частотнозависимые характеристики (импеданс, коэффициент усиления и т.п.) СА определены постоянной распространения электромагнитной волны (ЭМВ) вдоль проводников СА. С помощью постоянной распространения $\gamma=\alpha+i\beta$, где α – коэффициент затухания, β – коэффициент фазы, $i^2=-1$, может быть описано распределение тока вдоль линейных проводников СА в гармоническом приближении. Входное сопротивление и коэффициент усиления антенны могут быть определены по распределению тока вдоль проводников СА. Частотные зависимости γ от свойств почвы (ее комплексной диэлектрической проницаемости (КДП) $\varepsilon=\varepsilon'-i\varepsilon''$) необходимы при проектировании систем высокочастотного заземления [4]. Сформулированные аналитически зависимости характеристик СА (обусловленных γ) от свойств грунта

позволяют проводить его оперативный неразрушающий контроль (восстановление неизвестных значений ε по измеренным значениям γ).

Известные зависимости γ от ε приведены в табл. 1 с указанием источника.

Таблица 1. Зависимости постоянной распространения γ от характеристик грунта ε

Источник	Аналитические выражения зависимости γ(ε)
[5]	$\gamma=i\beta_0\left\{1+\frac{2}{\ln(2h/r)}\left[\frac{1}{(2\beta_1 h)^2}-\frac{K_1(2\beta_1 h)}{2\beta_1 h}+\right.\right.$ $\left.\left.+i\pi\frac{I_1(2\beta_1 h)}{4\beta_1 h}-i\left(\frac{2\beta_1 h}{3}+\frac{(2\beta_1 h)^3}{45}+\frac{(2\beta_1 h)^5}{1575}+\cdots\right)\right]\right\}^{1/2}$
[6,7]	$\gamma\approx i\sqrt{\frac{\beta_0^2+\beta_1^2}{2}}$
[8]	$\gamma=i\beta_0\sqrt{1-\frac{iZ_s}{2\beta_0 h\ln(\frac{2h}{r})}}$

В таблице 1 I_1 и K_1– модифицированные функции Бесселя первого порядка первого и второго рода, соответственно; h– высота проводника над грунтом; r – радиус проводника; β_0 и β_1 – постоянная распространения ЭМВ в свободном пространстве и в грунте, соответственно; $Zs=\beta_0/\beta_1$, $\beta_1=\sqrt{\varepsilon}\beta_0$.

Целью работы стало проведение экспериментальной апробации известных аналитических выражений постоянной распространения ЭМВ вдоль провода излучателя стелющейся дипольной антенны через характеристики подстилающей поверхности в ДКМВ диапазоне.

2. Результаты и их обсуждение

Экспериментально были получены глубинные профили КДП (относительной диэлектрической проницаемости ε′ и проводимости σ) двух типов грунтов: сухого песчаного (ε′=3.9, σ=1.1 мСм/м) и влажного глинистого (ε′=16, σ=120 мСм/м). На основании полученных характеристик грунта были восстановлены аналитически зависимости постоянной распространения (в частности её мнимой части) для СА длиной плеча 16 метров. Симметричная дипольная СА с длиной плеча 16 метров была развёрнута на этих грунтах и согласно методам, описанным в [9], были измерены частотные зависимости постоянной распространения. Также были проведены вычислительные эксперименты с восстановлением значений постоянной распространения по заданным характеристикам грунта с использованием пакетов прикладных программ, реализующих метод моментов (MoM) и метод конечных элементов (FEM).

Результаты восстановления значений γ (её мнимой части) для двух типов почв приведены на рис.1 и рис.2 для песчаной и глинистой соответственно.

Электродинамическое моделирование показало, что для достаточно однородного песчаного грунта результаты методов MoM и FEM много ближе друг к другу, нежели для слоистой структуры глинистого грунта. С ростом частоты (для частот выше 20 МГц) результаты моделирования для однородной подстилающей поверхности становятся, практически, идентичны между собой и приближаются к значениям, полученным экспериментально.

Аналитически полученные результаты приведены лишь для [5] по постоянной распространения, поскольку восстановленные значения γ согласно источникам [6-8] на

порядок отличаются как от [5], так и от результатов эксперимента. Значения коэффициента фазы и затухания для всех источников [5-8], полученные для влажной глинистой почвы, приведены на рис. 3 в логарифмическом масштабе.

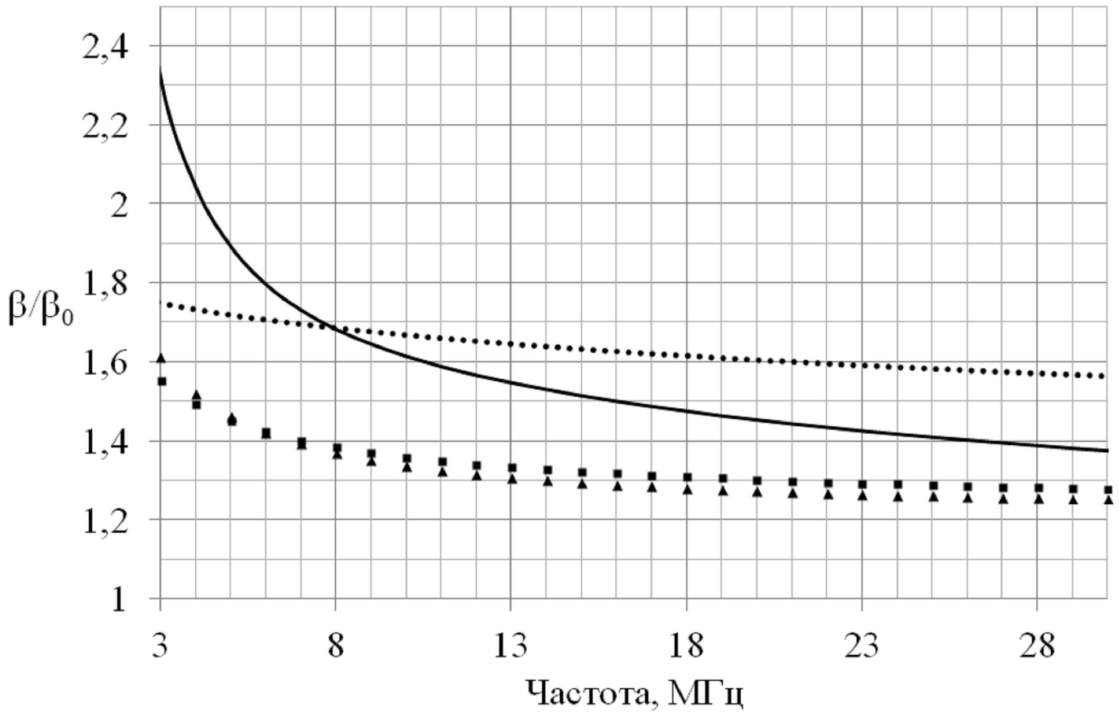


Рис.1 Значения β/β0 восстановленные согласно [5] (линия точек), с помощью MoM
(треугольники) и FEM (квадраты) и экспериментально (сплошная линия) для

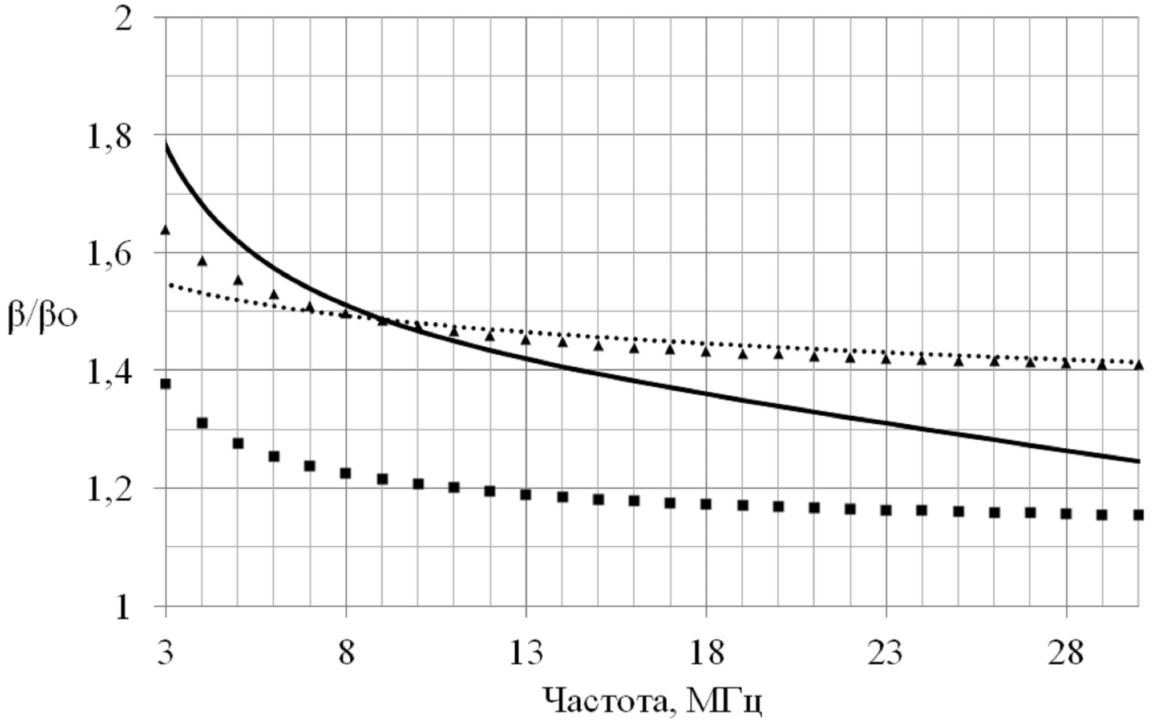
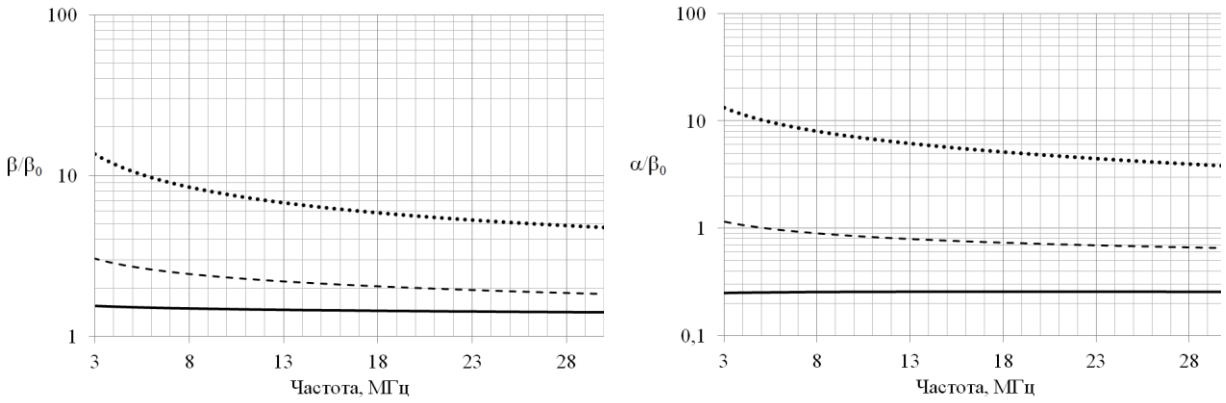


Рис. 2. Значения β/β0 восстановленные согласно [5] (линия точек), с помощью MoM (треугольники) и FEM (квадраты) и экспериментально (сплошная линия) для глинистой почвы.



а б

Рис.3 Значения коэффициента фазы (а) и затухания (б) отнесенные к коэффициенту фазы в свободном пространстве, полученные: (сплошная линия) согласно [5], (линия штрихов) согласно [8] и (линия точек) согласно [6,7].

3. Заключение

Экспериментальная (как натурная, так и вычислительная) апробация известных аналитических способов вычисления постоянной распространения волны вдоль проводника симметричной дипольной стелющейся антенны показала, что источник [5] отличается наибольшей достоверностью.

Относительные отклонения расчетных значений по [5] от измеренных для мнимой части постоянной распространения не превышают для глинистого 12% и 25% для песчаного грунта. Лучшие точностные показатели [5] для глинистого грунта могут быть объяснены тем, что соотношение $\beta_1 \gg \beta_0$ в большей степени удовлетворено, нежели для сухого песчаного.

4. Благодарности

Исследование выполнено по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3)

Литература

5. Operations manual for the 302A Eyring Low profile Antenna [электронный ресурс] https://radionerds.com/images/f/f2/ELPA_302A_Antenna_Operations_Manual.pdf (дата обращения 04.03.2024).
6. Иванов В.А., Иванов Д.В., Рябова Н.В. и др.//Гелиогеофизические исследования. 2013. №. 4. С. 11-23.
7. О Ен Д. Экранированная антенна для георадаров. Патент на полезную модель RU 142226. Опубл.: 20.06.2014 Бюл. № 17.
8. Grcev L., Cooray V. High-frequency grounding //Lightning Protection. – IET, 2010. – P. 503-529.
9. Кинг Р., Смит Г. Антенны в материальных средах: в 2-х книгах. Кн. 1. М: Мир, 1984. С. 96.
10. Лавров Г.А., Князев А.С. Приземные и подземные антенны. М.: Советское радио, 1965. С. 293.
11. Coleman B.L. //The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science, 1950, V. 41, № 314, P 276-288.
12. Glybovski S.B., Akimov V.P., Zalipaev V.V. // Days on Diffraction (DD), St. Petersburg, Russia, 2015, P. 1-6.
13. Костычов Ю.А., Ященко А.С., Кривальцевич С.В. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2023. Т. 28. № 4. С. 15–27.

REFERENCES

1. Operations manual for the 302A Eyring Low profile Antenna [электронный ресурс] https://radionerds.com/images/f/f2/ELPA_302A_Antenna_Operations_Manual.pdf (дата обращения 04.03.2024).
2. Ivanov V.A., Ivanov D.V., Ryabova N.V. and others//Heliogeophysical research. 2013. No. 4. P. 11-23.
3. O En D. Shielded antenna for ground penetrating radars. Utility model patent RU 142226. Published: 06/20/2014 Bulletin. No. 17.
4. Grcev L., Cooray V. High-frequency grounding //Lightning Protection. – IET, 2010. – P. 503-529.
5. King R., Smith G. Antennas in material media: in 2 books. Book 1. M: Mir, 1984. P. 96.
6. 6. Lavrov G.A., Knyazev A.S. Surface and underground antennas. M.: Soviet radio, 1965. P. 293.
7. Coleman B.L. //The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science, 1950, V. 41, № 314, P 276-288.
8. 8. Glybovski S.B., Akimov V.P., Zalipaev V.V. // Days on Diffraction (DD), St. Petersburg, Russia, 2015, P. 1-6.
9. 9. Kostychov Yu.A., Yashchenko A.S., Krivaltsevich S.V. // Electromagnetic waves and electronic systems. 2023. V. 28. No. 4. P. 15–27.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИНУСОИДАЛЬНОИ АНТЕННЫ МАЛЫХ ВОЛНОВЫХ РАЗМЕРОВ

Д. П. Табаков[1], В. Ю. Зондаи[2]
[1]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, РФ
[2]Самарский национальный исследовательский университет (ССАУ), Самара, РФ

Аннотация. Рассмотрены характеристики синусоидальной антенны, математическая модель которой построена в тонкопроволочном приближений модели. Внутренняя задача электродинамики сформулирована в виде интегрального уравнения Фредгольма первого рода, решение которого осуществлялось методом коллокаций. Проведено исследование внутренних электродинамических процессов для различной поперечной ширины синусоидального проводника при фиксированном количестве периодов и высоте структуры. Осуществлена аппроксимация зависимости добротности, частоты и входного сопротивления первого резонанса структуры от ширины синусоидального проводника.

Ключевые слова: синусоидальная антенна, интегральное уравнение Фредгольма, тонкопроволочное приближение, интегральное представление электромагнитного поля, резонанс, распределение тока.

A STUDY OF THE CHARACTERISTICS OF A SINUSOIDAL ANTENNA FOR SMALL WAVE SIZES

D. P. Tabakov[1], W. J. Zondai[2]

[1]Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russian Federation
[2]Samara National Research University (SSAU), Samara, Russian Federation

Abstract. The characteristics of a sinusoidal antenna are considered, the mathematical model of which is developed based on the thin-wire approximation of the model. The internal electrodynamics problem is formulated in the form of Fredholm integral equation of the first kind, the solution of which was carried out by the collocation method. The study of internal electrodynamics processes for different transverse widths of a sinusoidal conductor with a fixed number of periods and the height of the structure is carried out. The dependence of the Q-factor, frequency and input resistance of the first resonance of the structure on the width of the sinusoidal conductor is approximated.

Keywords: sinusoidal antenna, electrodynamics, integral equations, integral representation of the electromagnetic field, resonance, current distribution.

1. Введение

Последние технологические достижения в области беспроводной связи диктуют необходимость в компактных плоских излучающих структурах. Известно, что первый резонанс тонкого симметричного проволочного вибратора соответствует соотношению: $2H/\lambda \approx 0.47$, где: H – длина плеча вибратора, а λ – длина волны электромагнитной волны. Таким образом, уменьшение размера вибратора соответствует уменьшению приведенного соотношения. Этого можно достичь, придав проводнику синусоидальную форму [1], [2].

Однако, несмотря на то, что концепция была разработана в 50-х годах прошлого века [3], изучение внутренних электродинамических процессов в синусоидальных антеннах с помощью строгих электродинамических методов ещё предстоит провести, что определяет актуальность данной работы. Исследования для несинусоидальных структур, показали удовлетворительные результаты [4], [5] в плане уменьшения габаритов. Большая часть исследований по синусоидальным излучающим структурам имеет экспериментальный характер, любые ссылки на математическое моделирование были ограничены выводами соответствующих интегралов излучения без строгого решения проблемы рассеяния поверхностных волн на синусоидальной излучающей структуре [6], [7], поэтому обычно приводятся качественные, а не количественные результаты.

2. Постановка задачи

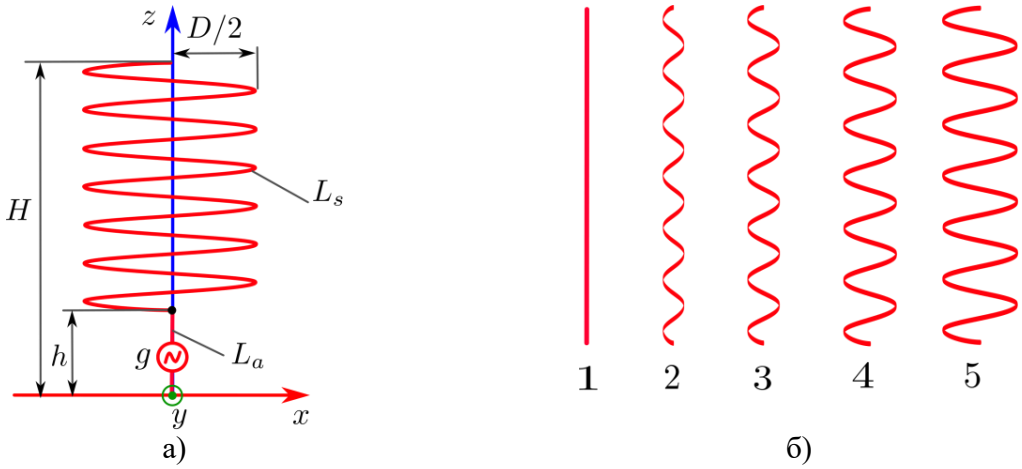


Рис. 1. Тонкопроволочная модель синусоидальной структуры (а) и синусоидальный проводник (б) при различных соотношениях $D/H = \chi$: 1 – $\chi = 0.0$, 2 – $\chi = 0.12$, 3 – $\chi = 0.18$, 4 – $\chi = 0.24$, 5 – $\chi = 0.3$.

Рассмотрим синусоидальную проволочную структуру, геометрия которой показана на рис.1а. Здесь D – поперечная ширина синусоидальной структуры, H – общая осевая длина излучателя, h – длина питающего элемента антенны, L_s – синусоидальная образующая, L_a – питающий элемент антенны, g – источник возбуждения при ширине зазора b.

Образующие могут быть определены функцией:

$$\begin{aligned} L_a:&\quad \mathbf{r}(l) = \hat{\mathbf{z}}l, l \in [0;h];\\ L_s:&\quad \mathbf{r}(t) = \hat{\mathbf{x}}(D/2)\cos t + \hat{\mathbf{z}}(h + h_z(t - \pi/2)),\quad t \in 2\pi N_l[0;1] + \pi/2. \end{aligned} \tag{1}$$

Здесь переменная l является естественным параметром на образующей питающего элемента L_a, переменная t – параметр на образующей синусоидального элемента, h_z определяет плотность синусоидального элемента вдоль оси z; N_l – число периодов синусоиды.

Предполагается, что структура представляет собой идеальный электрический проводник с круглым поперечным сечением радиуса $\varepsilon = \lambda, H$. С учетом этого целесообразно использовать тонкопроволочное приближение. Кроме того, без потери

общности мы применяем условия $h = H$, $b = H$. Общую образующую обозначим как $L : L_a \cup L_s$, $l \in [0; L]$, Где $l \in [0; h]$ соответствует L_a а $l \in [h; L]$ соответствует L_s. При этом для L_s осуществляется процедура репараметризации с целью перехода от параметра t к параметру l в (1).

В рамках тонкопроволочного приближения мы можем описать электромагнитное поле (ЭМП) структуры интегральным представлением [10]:

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \int_L I(l')\mathbf{K}^{(F)}(\mathbf{r}, \mathbf{r}(l'))dl', \quad F \equiv E, H; \tag{2}$$

Здесь $\mathbf{r}$ – точка наблюдения, $I(l')$ – токовая функция на образующей L, $\mathbf{K}^{(F)}$ – ядра ИП ЭМП. С помощью граничного условия

$$\hat{\mathbf{l}}(l) \cdot (\mathbf{E}^{(\text{in})}(\mathbf{r}(l)) + \mathbf{E}(\mathbf{r}(l))) = 0, \quad l \in L, \tag{3}$$

в котором $\mathbf{E}^{(\text{in})}$ – поле, создаваемое сторонними источниками, $\mathbf{E}$ – поле, создаваемое токовой функцией $I(l)$ согласно (2), можно получить интегральное уравнение Фредгольма первого рода:

$$\int_L I(l')K(l, l')dl' = E(l), \quad l \in L, \tag{4}$$

в котором $E(l) = \hat{\mathbf{l}}(l) \cdot \mathbf{E}^{(\text{in})}(\mathbf{r}(l))$ – правая часть, $K(l, l') = \hat{\mathbf{l}}(l) \cdot \mathbf{K}^{(E)}(\mathbf{r}(l), \mathbf{r}(l'))$ – ядро ИУ.

При численном моделировании гораздо удобнее работать с дискретным моделями, поэтому осуществим дискретизацию (2). Однако необходимо представить образующую L как комбинацию N сегментов с $N+1$ узлами, т.е.

$$L \to L^{(N)} : \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \ldots, \mathbf{r}_{N+1}.$$

Между узлами с номерами k и $k+1$ находится k-й сегмент $\mathbf{r}_k(l)$, уравнение которого может быть записано в следующем виде:

$$\mathbf{r}_k(l) = \mathbf{r}_k^* + \hat{\mathbf{l}}_k l, \quad l \in [-\Delta_k/2, \Delta_k/2].$$

Здесь $\mathbf{r}_k^* = (\mathbf{r}_k + \mathbf{r}_{k+1})/2$ –- центр сегмента, $\Delta_k = |\mathbf{r}_{k+1} - \mathbf{r}_k|$ –- длина сегмента, $\hat{\mathbf{l}}_k = (\mathbf{r}_{k+1} - \mathbf{r}_k)/\Delta_k$ –- единичный вектор касательной на сегменте. Здесь и далее индексы $k = 1 \ldots N$ будем ассоциировать с сегментами на соответствующем элементе структуры.

Полагая что $\Delta_i = \lambda$, и $I(l') = I_i \in \Delta_i$, на основе (4) можно получить СЛАУ вида:

$$\hat{\mathbf{Z}}\mathbf{I} = \mathbf{E}, \tag{5}$$

где $\hat{\mathbf{Z}}$ – матрица СЛАУ, элементы которой определяются на основе ИУ (4) после проведенной дискретизации, $\mathbf{I}$ – вектор, содержащий значения токов I_i, $\mathbf{E}$ – вектор, содержащий информацию о стороннем поле в точках коллокации.

3. Численное моделирование и анализ результатов

Были исследованы пять вариантов синусоидальной структуры, показанных на рис. 1б. Отметим, что первый вариант соответствует обычному электрическому вибратору с длиной плеча, равному H. Для всех вариантов $h/H = 0.06$, $b/H = 0.012$, при этом для обоих проводников $\varepsilon/H = 1.8\cdot10^{-3}$. Число сегментов синусоидального проводника для вариантов 1-5 структуры было равно 79, 132, 175, 220 и 280 соответственно, и подбиралось исходя из условия близости длин сегментов синусоидального проводника к длинам сегментов активного прямолинейного проводника. Число сегментов активного проводника было равным 5. При этом выполнялось условие $2\varepsilon \le \Delta \le 12\varepsilon$ [6], необходимое для получения устойчивого решения ИУ (4). В диапазоне $H/\lambda = x = [0.001; 0.275]$ вычислены распределения токов по образующей структуры, и далее, на основе этих распределений, определены характеристики излучения и зависимости входного сопротивления структуры от x.

Зависимость модуля входного сопротивления $|Z|$ от $x = H/\lambda$ для различных вариантов синусоидальной структуры проиллюстрирована на рис.2. Здесь для вариантов 1 и 2 можно наблюдать резонанс напряжений (минимум $|Z|$) и резонанс токов (максимум $|Z|$). Для остальных вариантов на графике можно видеть только резонанс напряжений. Наше исследование было сосредоточено только на первой резонансной точке, которая возникает при $x = x_r \approx 0.11, 0.13, 0.15, 0.18, 0.24$ для соответствующих вариантов. Из рис.2 также ясно, что в пределах параметров данного исследования синусоидальная структура может приближаться к обычному электрическому вибратору при $x < 0.24$. Это утверждение также может быть подтверждено на рис.3, на котором показаны диаграммы направленности при $x = 0.11$ и $x = 0.24$. Очевидно, что при $x = 0.11$ диаграмма направленности для синусоидальных структур неотличима от диаграммы направленности обычного вибратора.

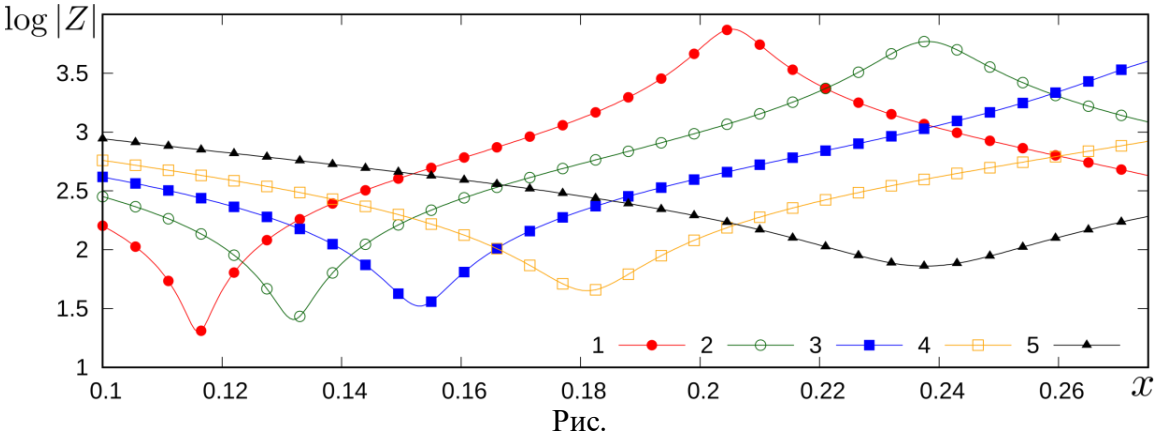
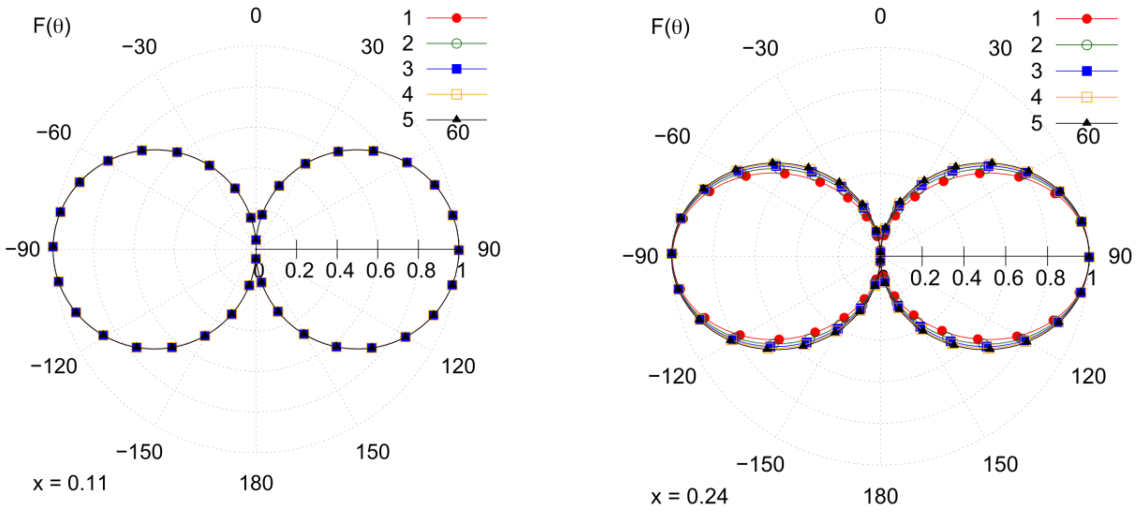


Рис. 2. Зависимость входного сопротивления от x для синусоидальной антенны при различных значениях χ: 1 – $\chi = 0.3$, 2 – $\chi = 0.24$, 3 – $\chi = 0.18$, 4 – $\chi = 0.12$, 5 – $\chi = 0$



а) б)

Рис. 3. Диаграмма направленности при: (а) $x = 0.11$ (б) $x = 0.24$

На рис.4 мы сравниваем действительную и мнимую составляющие (соответственно) распределения тока на образующей синусоидального проводника для четырёх вариантов, нормализованных к максимальному значению ($\tilde{I}(t) = I(t)/I_{\max}$, t – нормализованная координата на образующей синусоидального проводника). Можно заметить, что все четыре варианта демонстрируют тот же профиль распределения тока, что и у обычного электрического вибратора [11]. Нормализованные графики практически неразличимы.

Для анализа и последующей оценки добротности мы использовали условие $Z_b/Z_r = \sqrt{2}$, в котором $Z_r = |Z(x_r)|$, $Z_b = |Z(x_r + \Delta x/2)|$; Δx – ширина полосы частот, обеспечивающая указанное условие (в силу симметрии $|Z(x_r - \Delta x/2)| = |Z(x_r + \Delta x/2)|$). При этом добротность резонанса можно вычислить как $Q = x_r/\Delta x$.

Зависимости входного сопротивления R_r, резонансной частоты x_r и добротности, Q от χ, проиллюстрированы на рис.5. На рис.5а можно наблюдать (из фактических точек R_r и Q на графике), что входное сопротивление уменьшается с ростом χ, а добротность Q резонанса при этом растет. Зависимости R_r и Q от χ могут быть аппроксимированы следующим образом (кривые R_{r_a} и Q_a на рис.5а):

$$R_{r_a}(\chi) \approx 73.2 - 230.8\chi - 403.6\chi^2 + 3211.2\chi^3 - 4342\chi^4; \quad (6)$$

$$Q_a(\chi) \approx 5.7 + 6.1\chi + 298.1\chi^2 - 185\chi^3. \quad (7)$$

Зависимость резонансной частоты x_r от χ показана на рис.5б, здесь можно наблюдать, что более широкие структуры резонируют на относительно более низких частотах, чем узкие, эта зависимость может быть аппроксимирована квадратичной функцией:

$$x_{r_a}(\chi) \approx 0.24 - 0.57\chi + 0.50\chi^2 \quad (8)$$

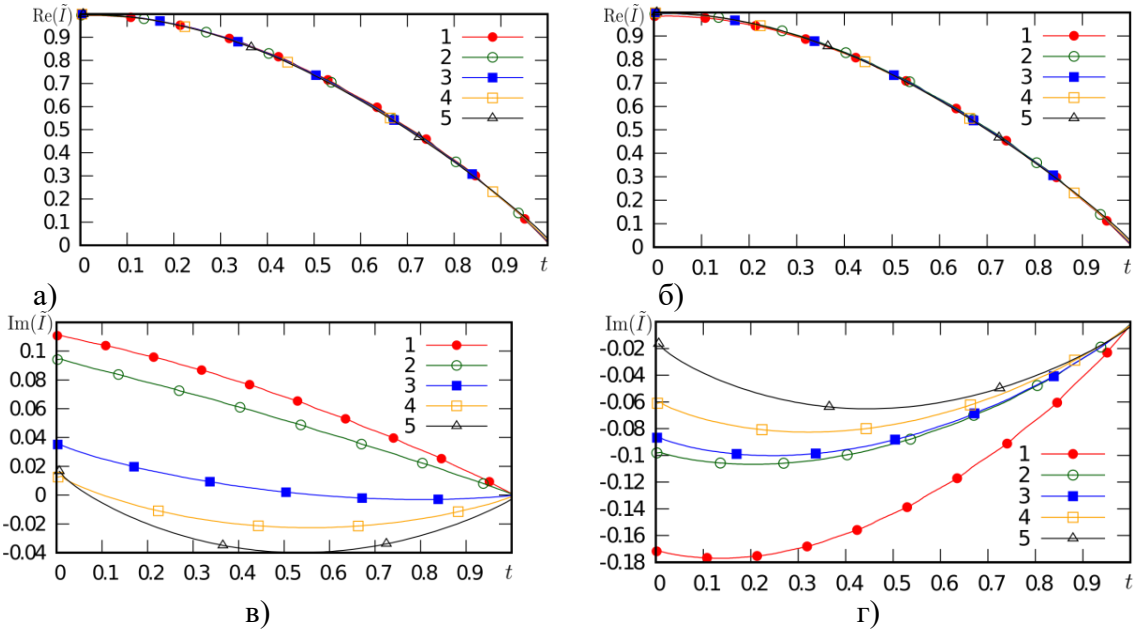


Рис. 4. Нормализованные распределения тока при различных значениях χ: 1 – $\chi = 0.3$, 2 – $\chi = 0.24$, 3 – $\chi = 0.18$, 4 – $\chi = 0.12$, 5 – $\chi = 0.0$ (а) $\mathrm{Re}(I_l)$ ниже резонансной частоты (б) $\mathrm{Re}(I_l)$ выше резонансной частоты (в) $\mathrm{Im}(I_l)$ ниже резонансной частоты (д) $\mathrm{Im}(I_l)$ выше резонансной частоты.

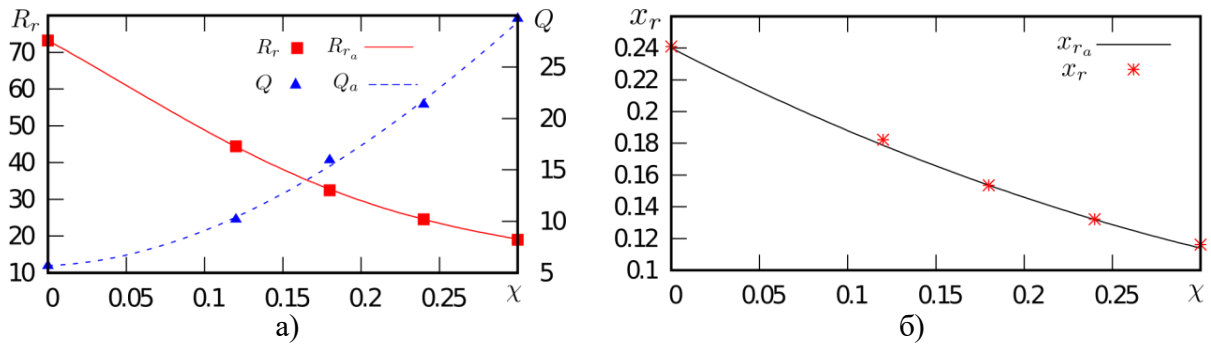


Рис. 5. Зависимости R_r, Q и x_r от χ (а) R_r и Q от χ (б) x_r от χ.

Проведенное исследование позволяет сделать вывод о том, что поле излучения в рассмотренной структуре формируется стоячей поверхностной волной, представляющей собой суперпозицию прямой и обратной поверхностных волн, распространяющихся вдоль синусоидального элемента с коэффициентом замедления $\kappa \approx 4x_r$, и поддерживаемых им даже при столь малых волновых размерах. Увеличение добротности первого резонанса при увеличении χ может свидетельствовать о росте запаса энергии в виде ЭМП, связанного с

излучающей структурой и локализованного в ее ближней зоне. В дальнейшем предполагается проведение исследований структуры ближнего поля. На рис.6 показаны вычисленные и аппроксимированные зависимости коэффициента замедления $\kappa(\chi)$ и коэффициента укорочения проводника структуры $\gamma = L(\chi)/L(0)$. Можно сделать вывод о том, что синусоидальная антенна может замедлять скорость поверхностных электромагнитных волн до 50% от скорости света в свободной пространстве для структур значительной ширины.

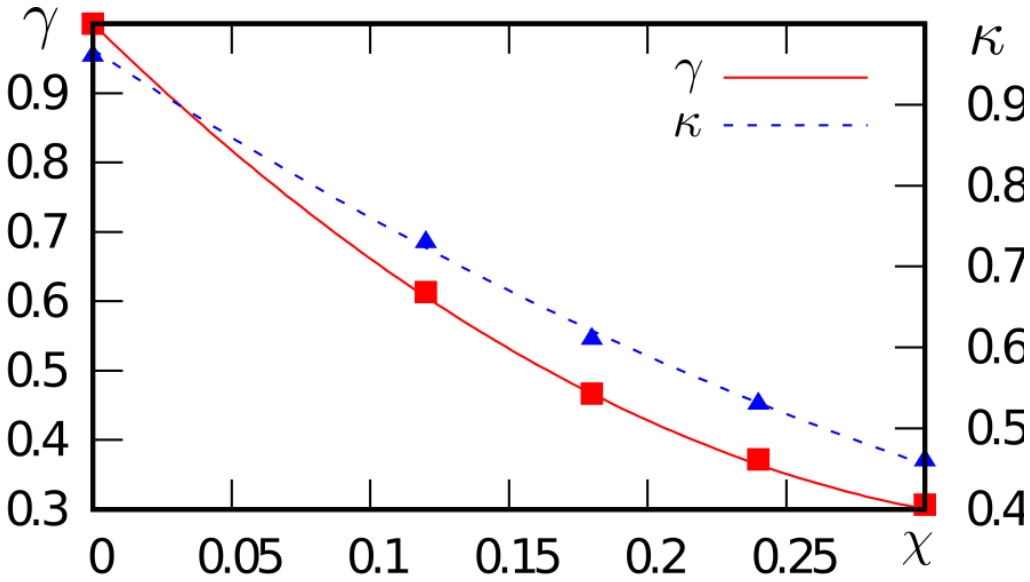


Рис. 6. Зависимость коэффициента замедления κ и коэффициента уменьшения электрической длины γ от χ.

4. Заключение

В докладе представлена строгая математическая модель синусоидальной антенны, построенная на основе тонкопроволочного интегрального представления электромагнитного поля. Внутренняя задача сформулирована в виде интегрального уравнения Фредгольма первого рода. Проведено численное моделирование, включающее расчет токовых функций, входного сопротивления и диаграмм направленности при малых волновых размерах структуры, а также при различных вариантах геометрических параметров. Основные выводы по результатам численного моделирования даны в предыдущем разделе. Проведенный анализ показывает соответствие полученных результатов теоретическим постулатам. В частности, когда структура имеет малые волновые размеры, характеристики ее излучения подобны обычному электрическому вибратору. Представленные здесь результаты не являются исчерпывающими в отношении синусоидальных излучающих структур, но позволяют охарактеризовать некоторые из их важных свойств и, таким образом, служат хорошей отправной точкой для дальнейших исследований структур рассматриваемого типа. Проведенное исследование демонстрирует возможность выявления резонансных явлений в синусоидальной структуры путем проведения количественного анализа протекающих в ней внутренних электродинамических процессов.

Литература

1. Ali M., Stuchly S. S., Caputa K. An experimental study of small self-resonant antenna for wireless applications, Microwave and Optical Technology letters, vol.35 No. 2 (2002), pp.143-145.
2. Ali M., Stuchly S. S., Caputa K. Characteristics of bent wire antennas, Journal of Electromagnetic Waves, vol.9 No.9 (1995), pp.1149-1162.
3. Rotman W., Karas N. The sandwich wire antenna: A new type of microwave line source radiator, IRE Int Convention, Record 5 (1957), pp.166-172.
4. Ali M., Stuchly S. S., Short sinusoidal antennas for wireless communications, IEE Pacific Rim Conf. on Communications, Computers and Signal Processing. Proc. Victoria, BC, Canada, 1995, pp.542-545.
5. Salman A. O., Dibekci D., Gavrilov S., Vertify A. A., The millimeter wave radiation of a travelling sinusoidal wire antenna., International Journal of Infrared and millimeter waves, no. 29 (2008), pp.465-485.
6. Стрижков, В.А. Математическое моделирование электродинамических процессов в сложных антенных системах [Текст] / В.А. Стрижков // Математическое моделирование. –- Т.1. –- №8. –- 1989г.-с.127-138.
7. Неганов В.А., Табаков Д.П., Филиппов С.Б., Мальцев А.С. Теоретическое и экспериментальное исследование двузаходной конической равноугольной логоспиральной антенны малого космического аппарата «АИСТ-2». // Радиотехника, 2015, –- №2. –- С. 5-15.
8. Неганов В.А., Табаков Д.П., Филиппов С.Б. Математическая модель двузаходной конической спиральной антенны с тонкопроволочным рефлектором конечных размеров. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2013 Т.16 №4. С. 38-44.
9. Неганов В.А., Табаков Д.П., Филиппов С.Б. Математическая модели и экспериментальное исследование двухзаходной конической логоспиральной антенны с тонкопроволочным рефлектором конечных размеров для малого космического аппарата «АИСТ-2». // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2013 Т.18 №3. С. 35-41.
10. Капитонов, В.А. Интегральное представление электромагнитного поля геометрически киральной структуры [Текст] / В.А. Капитонов, В.А. Неганов, И.Ю. Марсаков, Д.П. Табаков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15. №4. С. 6-13.
11. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г. П. Современная теория и практические применения антенн. /Предисловие академика Ю.В. Гуляева, под ред. В. А. Неганова. - М.:Радиотехника, 2009. - 720 с

References

1. Ali M., Stuchly S. S., Caputa K. An experimental study of small self-resonant antenna for wireless applications, Microwave and Optical Technology letters, 2002, vol.35 No. 2, pp.143-145.
2. Ali M., Stuchly S. S., Caputa K. Characteristics of bent wire antennas, Journal of Electromagnetic Waves, 1995, vol.9 No.9, pp.1149-1162.
3. Rotman W., Karas N. The sandwich wire antenna:A new type of microwave line source radiator, IRE Int Convention, 1957, Record 5, pp.166-172.

4. Ali M., Stuchly S. S., Short sinusoidal antennas for wireless communications, IEE Pacific Rim Conf. on Communications, Computers and Signal Processing. Proc. Victoria, BC, Canada, 1995, pp.542-545.
5. Salman A. O., Dibekci D., Gavrilov S., Vertify A. A., The millimeter wave radiation of a travelling sinusoidal wire antenna., International Journal of Infrared and millimeter waves, 2008, no. 29, pp.465-485.
6. Strizhkov V. A., Mathematical modelling of electromagnetic processes in complex antenna systems, Mathematical modelling, 1989, vol. 1, no. 8, pp. 127–138.
7. Neganov V. A., Tabakov D. P. Filipov S. B., Malstev A. S., Theoretical and experimental research of two-armed conical equiangular-logospiral antenna of small satellite «AIST-2» // Radio Engineering, 2015, No. 2, pp. 5-15.
8. Neganov V. A., Tabakov D. P., Filipov S. B., Mathematical model of a double-way conical helical antenna with a thin-wire reflector of finite dimensions, Physics of wave Processes and Radio Systems, 2013, vol. 16, No. 4, pp. 38–44.
9. Neganov V. A., Tabakov D. P. Filipov S. B., Mathematical models and experimental research of bifilar logospiral conical antenna with a thinwire finite size reflector of Small spacecraft «AIST-2» // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2013, vol. 18, No. 3, pp. 35-41.
10. Kapitonov V. A., Neganov V. A., Marsakov I. Y., Tabakov D. P., Integral representation of electromagnetic field for a geometrically chiral structure, Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2012, vol. 15, no. 4, pp. 6–13.
11. Neganov V. A., Tabakov D. P, Yarovoj G. P, Modern theory and practical applications of antennas. Moscow, Russia, Radioengineering, 2009.

ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СОСТАВА И ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫХ СИСТЕМ С ЭКРАНАМИ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕНН

А. Л. Бузов[1,2], М. А. Бузова[1,2], Н. А. Носов[1,2], А. В. Шляхов[2]

[1]АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (АО «СИП РС»), Самара, РФ
[2]ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (ФГБОУ ВО ПГУТИ), Самара, РФ

Аннотация. В докладе представлены результаты исследований пространственных характеристик антенн различных типов в присутствии электромагнитных экранов. Полученные результаты можно использовать на практике для разработки метода обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) компактных группировок радиоэлектронных средств (РЭС) с помощью экранов из метаматериала. На основе накопленных знаний можно построить соответствующие базы данных, затем формализовать их и использовать для решения практических задач обеспечения ЭМС.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, экраны из метаматериала, развязка между антеннами.

STUDY OF THE INFLUENCE OF THE COMPOSITION AND GEOMETRIC PARAMETERS OF ANTENNA SYSTEMS WITH METAMATERIAL SGREENS ON THE CHARACTERISTICS OF INTERACTING ANTENNAS

A. L. Buzov[1,2], M. A. Buzova[1,2], N. A. Nosov[1,2], A. V. Shlyahov[2]

[1]JSC «Samara innovative business of radio systems» (JSC «SIB RS»), Samara, RF
[2]Federal State Budget Educational Institution of Higher Education «Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics» (FSBEI HE PSUTI), Samara, RF

Abstract. The report presents the results of studies of the spatial characteristics of antennas of various types in the presence of electromagnetic screens. The results obtained can be used in practice to develop a method for ensuring electromagnetic compatibility (EMC) of compact groupings of radio electronic equipment (REE) using metamaterial screens. Based on the accumulated knowledge, you can build the appropriate databases, then formalize them and use them to solve practical problems of EMC.

Keywords: electromagnetic compatibility, metamaterial screens, isolation between antennas.

1. Введение

Задача увеличения развязки между антеннами в составе антенных систем, расположенных в ограниченных пространствах, не теряет своей актуальности и в настоящее время. Для увеличения развязки традиционно используют следующие основные методы [1, 2]: - оптимальное взаимное расположение антенн на приемо-передающих радиотехнических объектах; - применение поляризационного разнесения (использование близкорасположенных излучателей с различным типом поляризации); -

учет при размещении на объекте направленных свойств антенн, а также влияния металлоконструкций опор; - использование экранирующих свойств элементов металлоконструкций опоры, а также дополнительных экранирующих структур (электромагнитных экранов).

Однако, в условиях ограниченного пространства на объектах большинство перечисленных методов использовать не представляется возможным [3]. Поэтому особый интерес в данном случае представляет использование электромагнитных экранов из метаматериала [4]. К преимуществам таких экранов можно отнести способность влиять на характеристики только тех антенн, которые работают на частотах, близких к собственным резонансным частотам экранов. Для других антенн такие экраны остаются практически прозрачными.

Целью проводимых исследований является оценивание степени влияния состава и геометрических параметров антенных систем с экранами из метаматериала на характеристики взаимодействующих антенн различных типов.

2. Постановка задачи

Итак, рассмотрим сложную антенную систему с изменяемым составом и геометрическими параметрами, в которой присутствуют электромагнитные экраны. Для начала ограничим рассматриваемую область исследований и очертим круг объектов, которые в данном случае могут присутствовать в составе антенной системы. На рисунке 1 схематично показаны основные типы рассматриваемых объектов, а именно:

- объекты типа I – антенны;
- объекты типа II – электромагнитные экраны;
- объекты типа III – подстилающие поверхности.

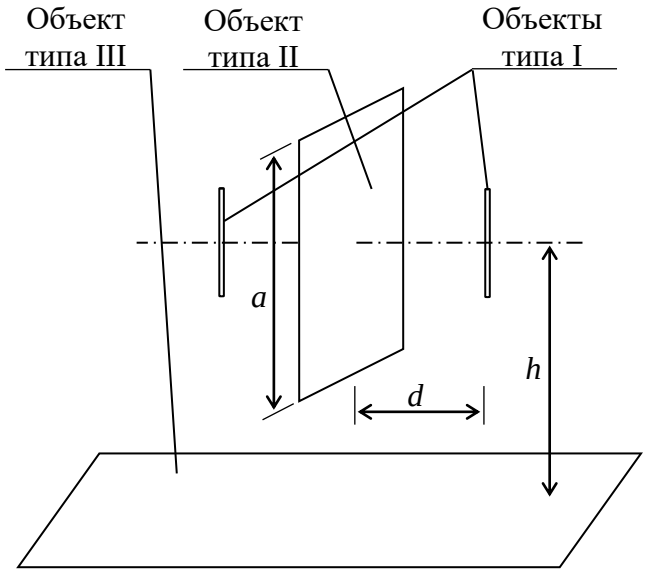


Рис. 1. Типы объектов в рассматриваемых антенных системах.

Далее, для каждого типа объектов приведем все возможные рассматриваемые в рамках данного исследования его виды или «значения» (см. рисунок 2). Так, в качестве излучающих элементов – антенн (объектов типа I) в данном случае рассматривались:

- линейные тонкие вибраторы;
- петлевые вибраторы;
- рамочные излучатели;

- антенны типа Уда-Яги.

В качестве электромагнитных экранов (объектов типа II) рассматривались:

- идеально проводящий металлический экран;
- экран из метаматериала.

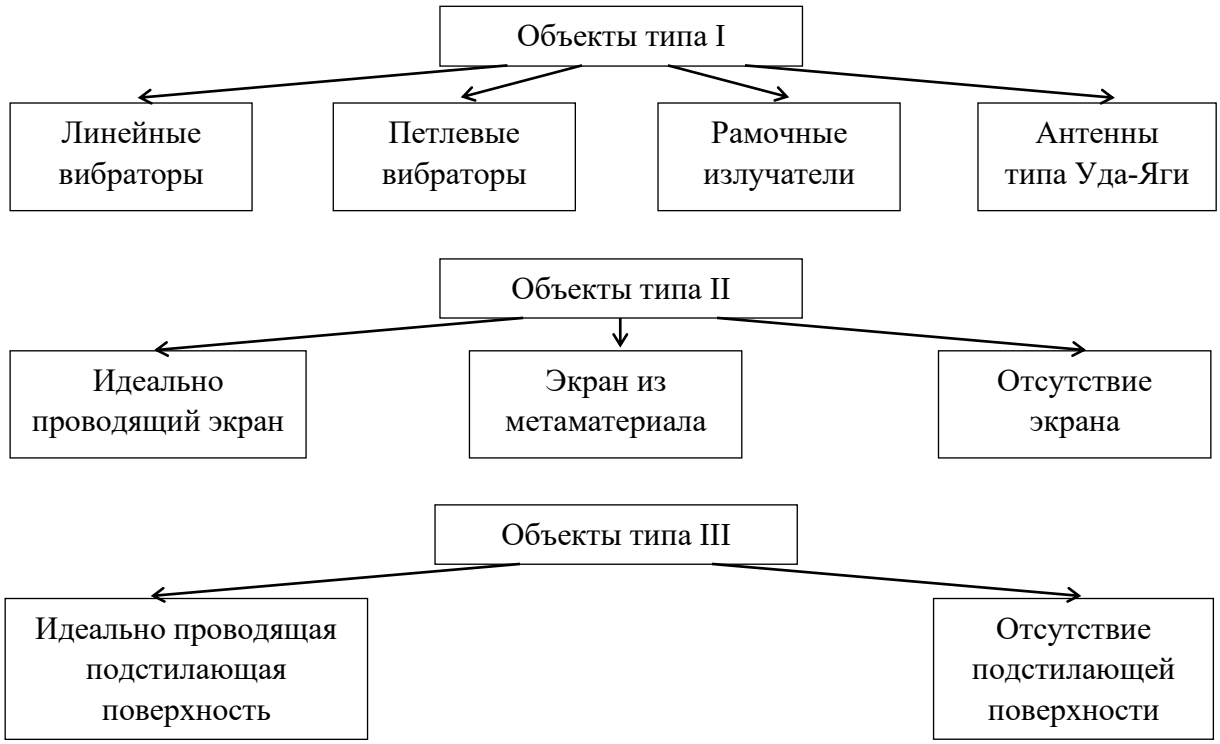


Рис. 2. Возможные «значения» указанных типов объектов.

В рассматриваемых исследованиях в качестве экрана из метаматериала рассматривалась совокупность спиральных элементов, равномерно распределенных в воздушном пространстве и ориентированных хаотично [5]. Кроме того, в качестве еще одного «значения» объектов типа II рассматривается вариант полного отсутствия экрана.

В качестве подстилающей поверхности (объекта типа III) рассматривается плоская идеально проводящая поверхность конечных размеров. Кроме того, аналогично предыдущему случаю еще одним «значением» объектов типа III является вариант полного отсутствия подстилающей поверхности.

В рамках проводимых исследований были рассмотрены различные комбинации указанных типов объектов, а также задавались различные геометрические размеры. Вполне очевидно, что все полученные результаты исследований представить в рамках одного доклада не представляется возможным. Поэтому ниже приведены лишь некоторые примеры результатов проведенных исследований.

3. Результаты исследований

В качестве первого примера рассмотрим два взаимодействующих вибратора различных частотных диапазонов – 476 МГц и 656 МГц. На рисунке 3 представлены частотные зависимости развязки между двумя вибраторами, расположенными на расстоянии d = 250 мм по разные стороны от экрана, как показано на рисунке 1. Приведенные зависимости соответствуют трем различным случаям электромагнитных экранов. Из представленных графиков видно, что на резонансной частоте экрана,

соответствующей данной «комбинации» рассеивателей, экран из метаматериала обеспечивает такую же развязку, как и экран из металла. Также из данного графика несложно определить собственную резонансную частоту экрана из метаматериала, которая в данном случае равна 656 МГц.

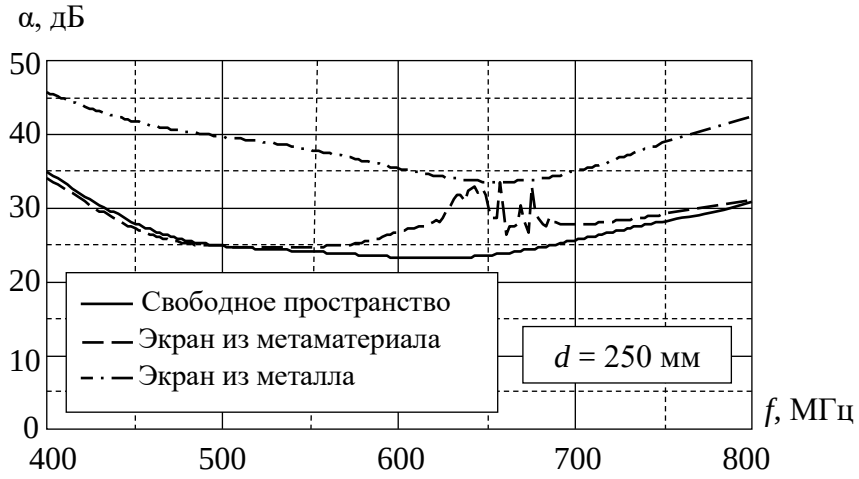
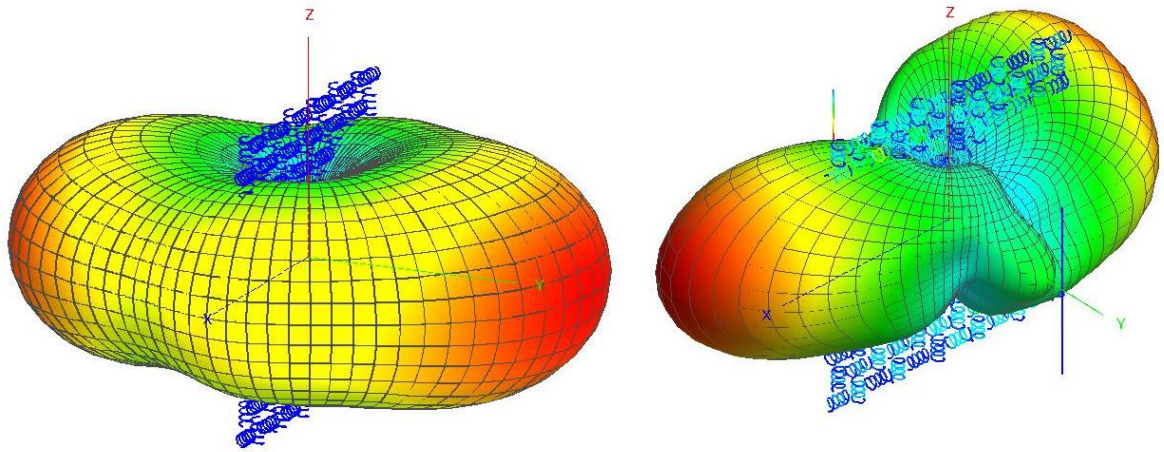


Рис. 3. Частотные зависимости развязки между двумя вибраторами.

На рисунке 4 показаны соответствующие диаграммы направленности (ДН) вибраторов. Рисунок 4, а) соответствует частоте 476 МГц, а рисунок 4, б) – 656 МГц. Как видно из представленных результатов, на ДН вибратора частоты 476 МГц экран из метаматериала не оказывает существенного влияния, и ДН остается квазикруговой. Иная ситуация наблюдается для вибратора частоты 656 МГц: использование экрана из метаматериала в данном случае практически аналогично использованию экрана из металла. Собственно говоря, благодаря этому наблюдаемому эффекту и возникает увеличение развязки на данной частоте.



а) б)

Рис. 4. ДН взаимодействующих вибраторов.

В качестве второго примера рассмотрим влияние положения экрана из метаматериала на взаимодействие двух одинаковых вибраторов диапазона 600 МГц.

Исследование данного вопроса важно с точки зрения определения оптимального положения экрана из метаматериала между взаимодействующими вибраторами.

На рисунке 5 представлены частотные зависимости развязок между вибраторами для различных расстояний *d* между активным вибратором и экраном. Из представленных результатов видно, что собственная резонансная частота экрана практически не зависит от его положения. Также заметно, что при приближении экрана к передающему вибратору развязка между антеннами несколько увеличивается.

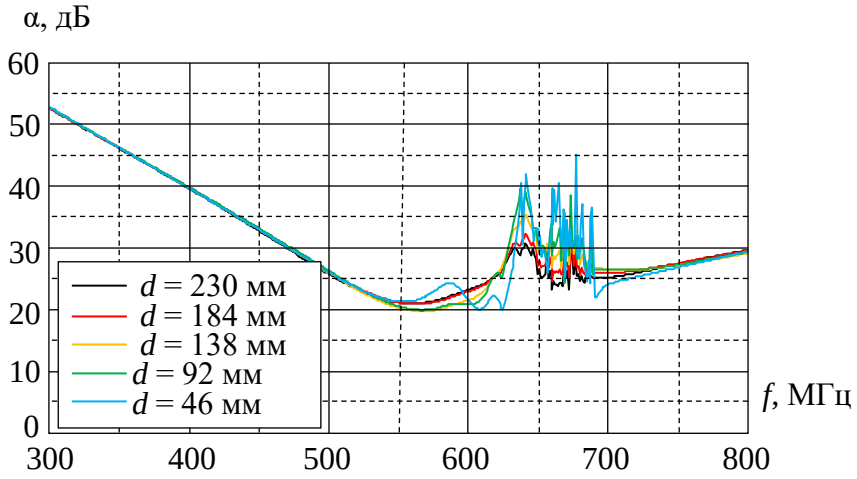


Рис. 5. Частотные зависимости развязки между двумя вибраторами при различных *d*.

На рисунке 6 представлены соответствующие ДН в горизонтальной плоскости для различных расстояний *d*. При этом заметим, что предающий вибратор был настроен на резонансную частоту экрана из метаматериала. Из представленных результатов видно, что при приближении экрана к активному вибратору ДН сильно ухудшается, становясь фактически направленной. По мере дальнейшего приближения экрана ДН начинает несколько расширяться. По-видимому, в этом случае уже необходимо рассматривать вибратор вместе с экраном как единую излучающую систему; трудно вообще предсказать ДН такой системы. Таким образом, приближение экрана к передающему вибратору позволяет несколько увеличить развязку между вибраторами, но при этом сильно ухудшается ДН. Поэтому оптимальным положением экрана можно считать его размещение посередине между взаимодействующими антеннами.

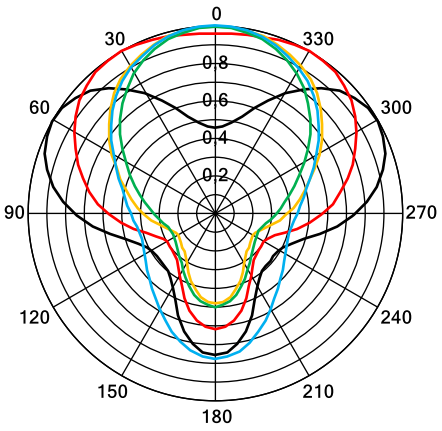


Рис. 6. ДН вибраторов при различных *d*.

4. Заключение

Проведенный авторами, в том числе, и в данной работе, ряд исследований о применении электромагнитных экранов из метаматериала продемонстрировал наличие возможности и целесообразности использования таких экранов для увеличения развязки между антеннами. Однако, вполне очевидно, что у данного подхода, как и у любого другого, есть и свои недостатки, среди которых, прежде всего, отметим высокую частотную избирательность экранов из метаматериала. Также к недостаткам данного подхода можно отнести сложности в изготовлении экранов из метаматериала и их установки на объектах.

Тем не менее, несмотря на все указанные сложности и недостатки, авторы считают данное направление исследований весьма перспективным и считают целесообразным продолжать начатые исследования для разработки применимого на практике метода обеспечения ЭМС компактных группировок РЭС с помощью экранов из метаматериала. В частности, данная работа направлена на расширение знаний о свойствах экранов из метаматериала и их «поведении» в составе различных антенных систем. На основе накопленных в достаточной степени знаний можно будет построить соответствующие базы данных, затем формализовать их и использовать для решения практических задач.

Литература

1. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Т. 2: Обеспечение электромагнитной совместимости радиосистем / Под ред. М.А. Быховского. М.: Красанд, 2011. – 552 с.
2. Бузов А.Л. Электромагнитная совместимость в компактных группировках радиоэлектронных средств. Монография. М.: Радиотехника, 2022. – 160 с.
3. Специальная радиосвязь. Развитие и модернизация оборудования и объектов: монография / Под ред. А.Л. Бузова, С.А. Букашкина. М.: Радиотехника, 2017. – 448 с.
4. Бузов А.Л., Бузова М.А., Карлов Ал.В., Носов Н.А., Шляхов А.В. Повышение развязки между антеннами, расположенными на верхних площадках башен, за счет использования экранов со сложной геометрией // Радиотехника, 2020, Т. 84, № 6 (11). – С. 6 – 14.
5. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. New Jersey: John Wiey & Sons, 2006. – 376 p.

References

1. Fundamentals of radio frequency spectrum management. V. 2: Ensuring the electromagnetic compatibility of radio systems / Ed. M.A. Bykhovsky. M.: Krasand, 2011. – 552 p.
2. Buzov A.L. Electromagnetic compatibility in compact groupings of radio-electronic means. Monograph. M .: Radio engineering, 2022. – 160 p.
3. Special radio communication. Development and modernization of equipment and facilities: monograph / Ed. A.L. Buzov, S.A. Bukashkin. M .: Radio engineering, 2017. – 448 p.
4. Buzov A.L., Buzova M.A., Karlov Al.V., Nosov N.A., Shlyahov A.V. Increasing the isolation between antennas located on the upper platforms of the towers through the use of screens with complex geometry // Radioengineering, 2020, V. 84, No. 6 (11). – P. 6 – 14.
5. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. New Jersey: John Wiey & Sons, 2006. – 376 p.

КОНСТРУКЦИЯ ВОЛНОВОДНОИ ЛИНЗЫ РОТМАНА С ТЕМ-ВОЛНОЙ И ОСНОВНОЙ МАГНИТНОЙ ВОЛНОЙ ВОЛНОВОДНОГО ТИПА H10 МОБИЛЬНОГО ТЕРМИНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ KU-ДИАПАЗОНА

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], Д. К. Проскурин[1], К. С. Сафонов[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В последние годы фазированные антенные решетки становятся ключом решения задачи создания высокоскоростных наземных терминалов глобальной спутниковой связи. Для того, чтобы удовлетворить требованию высокой пропускной способности, наземный терминал должен передавать/принимать спутниковый сигнал с высокой направленностью и электронно-управляемым главным лепестком, способным отслеживать спутники, расположенные вблизи линии горизонта. Для этого необходимо использование фазированных антенных решеток с несколькими тысячами элементов, что создает большие проблемы, с точки зрения проектирования антенной системы, ее серийного производства и высоких материальных затрат. В данной статье представлена волноводная линза Ротмана с основной магнитной волной волноводного типа H_{10}, где использование волноводной волны основного магнитного типа в теле линзы Ротмана и в линиях задержки позволяет существенно уменьшить потери мощности (по сравнению с коаксиальными кабелями), что дает возможность существенно повысить коэффициент полезного действия пассивных фазированных антенных решеток с линзой Ротмана, кроме того, запитка тела линзы прямоугольными волноводами с соседними широкими стенками, дает возможность увеличить число входов и выходов линзы Ротмана.

Ключевые слова: линза Ротмана, волноводная линза Ротмана.

THE DESIGN OF THE ROTMAN WAVEGUIDE LENS WITH A TEM WAVE AND THE MAIN MAGNETIC WAVE OF THE H10 WAVEGUIDE TYPE OF THE KU-BAND MOBILE SATELLITE COMMUNICATION TERMINAL

Yu. G. Pasternak[1], V. A. Penduyrin[2], D. K. Proskurin[1], K. S. Safonov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP “Automated communication systems”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. In recent years, phased array antennas have become the key to solving the problem of creating high-speed ground terminals for global satellite communications. In order to meet the high throughput requirement, the ground terminal must transmit/receive a satellite signal with high directivity and an electronically controlled main beam capable of tracking satellites located near the horizon. This requires the use of phased array antennas with several thousand elements, which creates great problems in terms of designing the antenna system, its mass production and high material costs. This article presents a Rothman waveguide lens with a main magnetic wave of the waveguide type H10, where the use of a waveguide wave of the main magnetic type in the body of the Rothman lens and in the delay lines can significantly reduce power losses (compared to coaxial cables), which makes it possible to significantly increase the efficiency the action of passive phased array antennas with a Rothman lens, in addition, powering the lens body with rectangular waveguides with adjacent wide walls makes it possible to increase the number of inputs and outputs of the Rothman lens.

Keywords: paper template; formatting; style; formulas; (other keywords).

1. Введение

В последние годы фазированные антенные решетки становятся ключом решения задачи создания высокоскоростных наземных терминалов глобальной спутниковой связи (satcom). Для того, чтобы удовлетворить требованию высокой пропускной способности, наземный терминал должен передавать/принимать спутниковый сигнал с высокой направленностью и электронно-управляемым главным лепестком, способным отслеживать спутники, расположенные вблизи линии горизонта. Для этого необходимо использование фазированных антенных решеток с несколькими тысячами элементов, что создает большие проблемы, с точки зрения проектирования антенной системы, ее серийного производства и высоких материальных затрат.

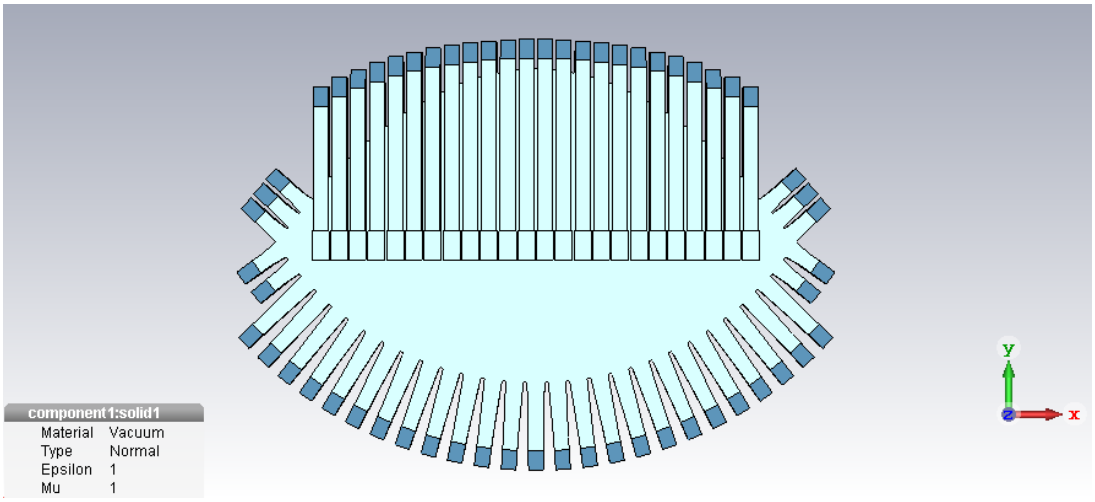
Антенные решетки, сканирование главным лепестком диаграммы направленности которой осуществляется с помощью волноводной линзы Ротмана могут быть использованы для построения антенной системы с двухкоординатным коммутационным сканированием в полосе частот с коэффициентом перекрытия более 2.

Использование волноводной волны основного магнитного типа в теле линзы Ротмана и в линиях задержки позволяет существенно уменьшить потери мощности (по сравнению с коаксиальными кабелями), что дает возможность существенно повысить коэффициент полезного действия пассивных ФАР с линзой Ротмана. кроме того, запитка тела линзы прямоугольными волноводами с соседними широкими стенками, дает возможность увеличить число входов и выходов линзы Ротмана; однако, недостатком данного подхода является сильная дисперсия волн волноводного типа, что существенно сужает полосу частот функционирования ФАР, питаемое подобной линзой Ротмана.

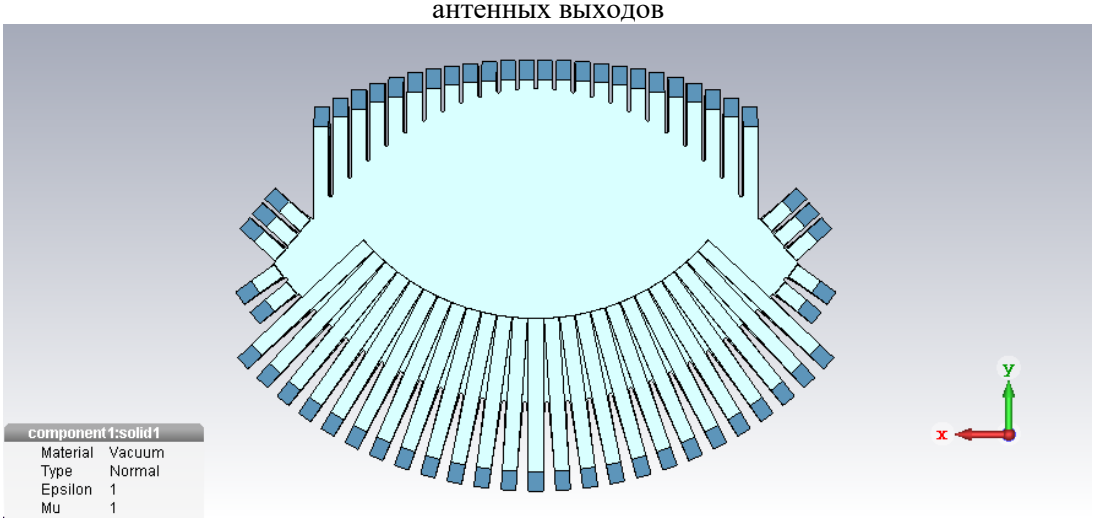
2. Описание конструкции линзы Ротмана с основной волной магнитного типа

В статье представлены результаты построения основных узлов волноводной линзы Ротмана с волной магнитного типа с двадцатью пятью положениями луча для запитки ФАР, функционирующей в узкой полосе частот Ku-диапазона, состоящей из 24 элементов, расположенных с периодом 12 мм. Габаритные размеры линзы: 400×290×70 мм^3. Предполагается, что линза Ротмана будет изготавливаться путем фрезерования на станке с частотным программным управлением из алюмелевого сплава. Расчетная масса линзы Ротмана будет равна 6.7 кг.

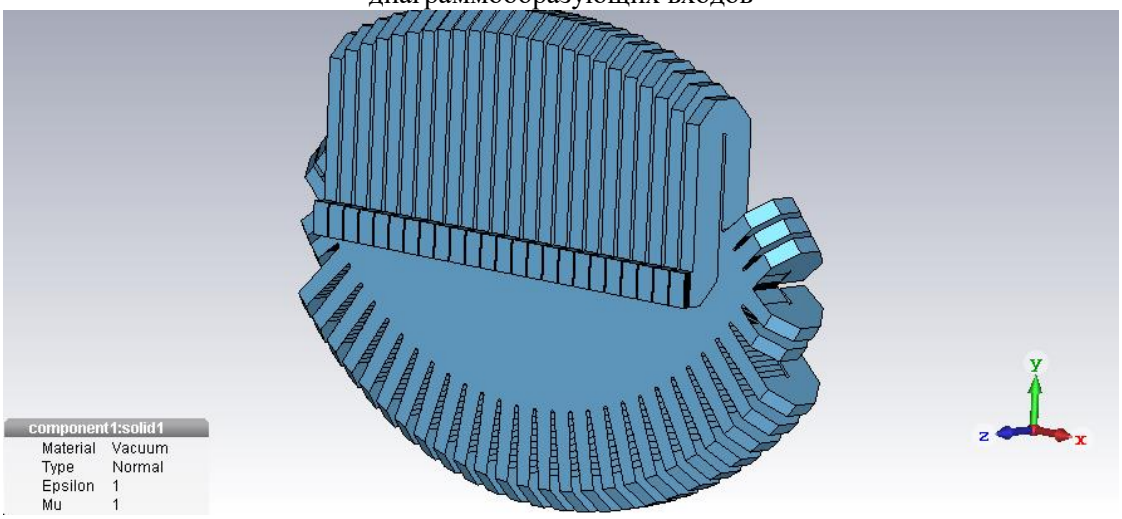
Далее на рисунке 1-2 показаны полости и модели основных узлов волноводной линзы Ротмана с различных сторон для более детального понимания конфигурации линзы.



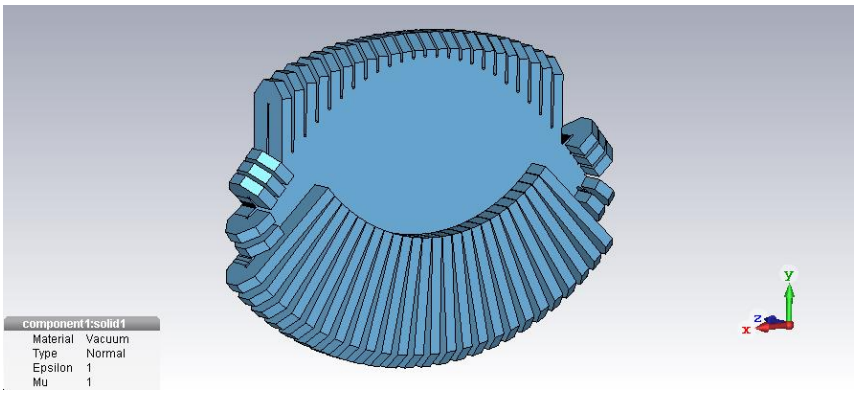
а) – полости волноводной линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, вид со стороны антенных выходов



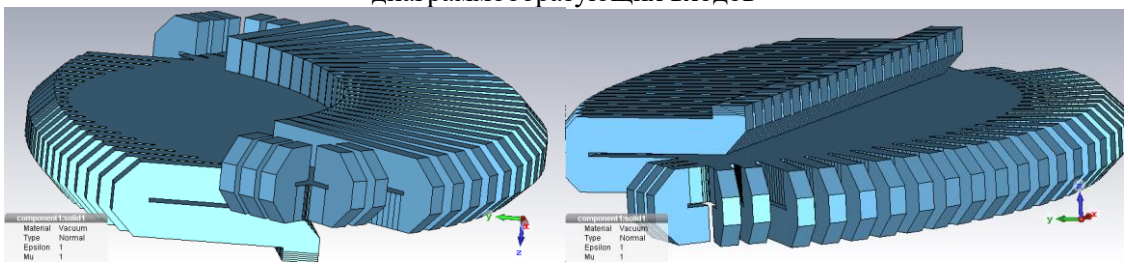
б) – полости волноводной линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, вид со стороны диаграммообразующих входов



в) – полости волноводной линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, вид со стороны антенных выходов

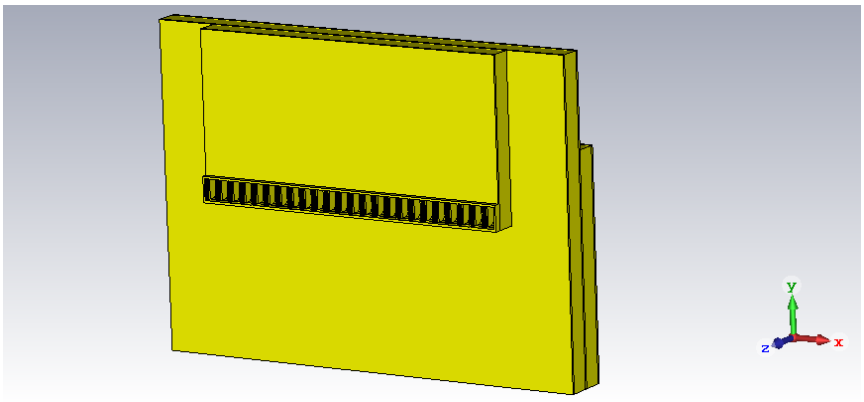


г) – полости волноводной линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, вид со стороны диаграммообразующих входов

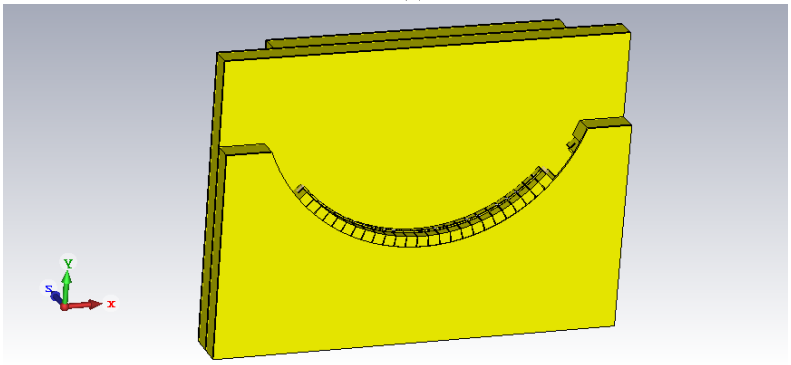


д) – виды сбоку полостей волноводной линзы Ротмана с основной волной магнитного типа

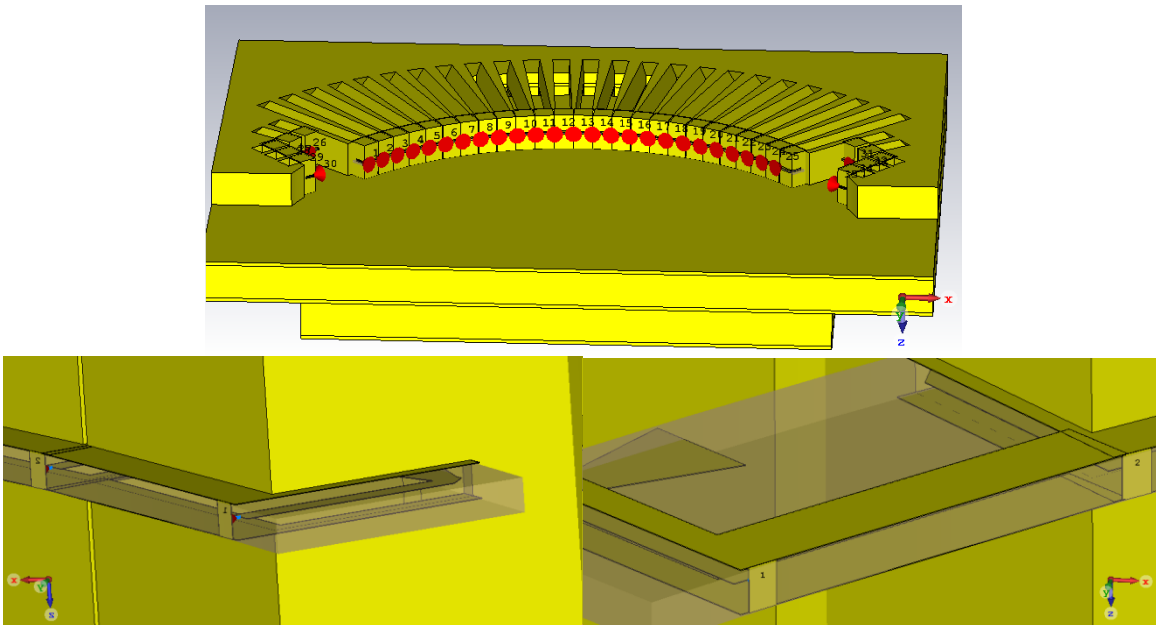
Рис. 1. Полости волноводной линзы Ротмана с основной волной магнитного типа с 25 положениями луча для запитки ФАР, функционирующей в узкой полосе частот Ku-диапазона, состоящей из 24 элементов, расположенных с периодом 12 мм.



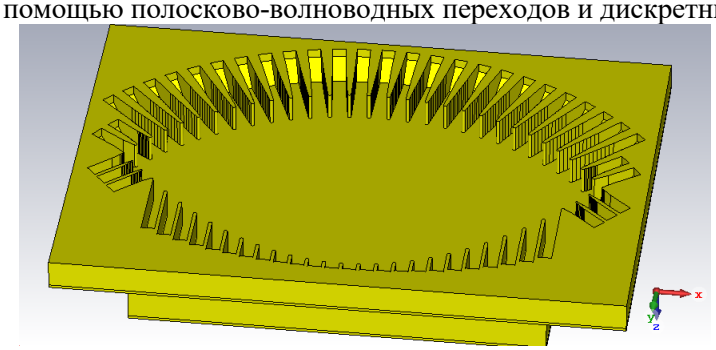
а) – модель линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, вид со стороны антенных выходов



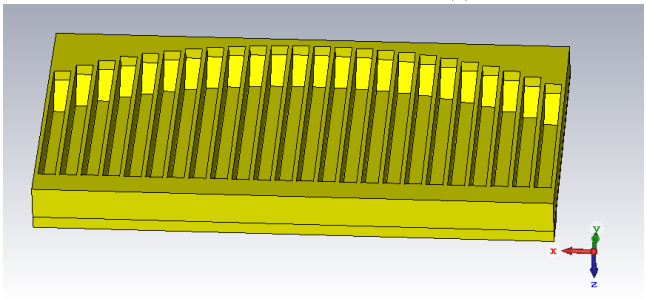
б) – модель линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, вид со стороны диаграммообразующих входов



в) – модель линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, запитка диаграммообразующих входов с помощью полосково-волноводных переходов и дискретных портов



г) – модель линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, полости, занимаемые телом линзы Ротмана и волноводами



д) – модель линзы Ротмана с основной волной магнитного типа, полости, занимаемые волноводами линий задержки

Рис. 2. Модели основных узлов волноводной линзы Ротмана с волной магнитного типа с 25 положениями луча для запитки ФАР, функционирующей в узкой полосе частот Ku-диапазона, состоящей из 24 элементов, расположенных с периодом 12 мм. Габаритные размеры линзы: 400×290×70 мм^3; расчетная масса линзы Ротмана при фрезеровании ее деталей из алюминиевого сплава – 6.7 кг.

3. Заключение

В результате анализа данной линзы Ротмана было выявлено, запитка тела линзы прямоугольными волноводами с соседними широкими стенками, дает возможность увеличить число входов и выходов линзы Ротмана. Однако, недостатком данного

подхода является сильная дисперсия волн волноводного типа, что существенно сужает полосу частот функционирования ФАР, питаемое подобной линзой Ротмана.

4. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011).

Литература

1. Sheriff R. E. and Hu Y. F., Mobile Satellite Communication Networks // John Wiley & Sons, Ltd, New York, NY, USA, 2001.

References

1. Sheriff R. E. and Hu Y. F., Mobile Satellite Communication Networks // John Wiley & Sons, Ltd, New York, NY, USA, 2001.

КРУГЛАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ФИЛЬТР-АНТЕННА С ЛЕВОИ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

Ф. Хабиб Раммах, М. С. Михайлов

Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Россия

Аннотация. В статье представлена конструкция круглой микрополосковой фильтр-антенны с левой круговой поляризацией, высокой направленностью и коэффициентом усиления более 6 дБ. В результате разработки удалось достичь отличных результатов: S11 <10 дБ, Уровень кроссполяризации (Axial Ratio (AR)) AR <3 дБ на центральной частоте 5,8 ГГц . Для создания такой антенны-фильтра необходимо объединить полосовой фильтр Чебышева третьего порядка с круговой патч-антенной, обеспечивающей левую круговую поляризацию. Конструкция антенны включает в себя две щели в круглом патче для создания круговой поляризации, а в конструкции полосового фильтра используется квадратный резонатор с разомкнутым контуром (SOLR). В результате получается конфигурация фильтр-антенна, которая обеспечивает круговую поляризацию в широком угловом диапазоне.

Ключевые слова: круговая патч-антенна; фильтр-антенна; левая круговая поляризация; кроссполяризации (AR); квадратный разомкнутый резонатор (SOLR).

CIRCULAR MICROSTRIP FILTER ANTENNA WITH LEFT CIRCULAR POLARIZATION

F. Habib Rammah, M. S. Mikhailov

Moscow Power Engineering Institute (MPEI), Moscow, Russia

Abstract. The article presents the design of a circular microstrip filter antenna with left-hand circular polarization, high directivity and a gain of more than 6 dB. It aims to simulate high performance: S11 < 10 dB, Axial Ratio (AR) AR < 3 dB at center frequency 5.8 GHz. To achieve such a filter antenna, it is necessary to combine a third-order Chebyshev bandpass filter with a circular patch antenna providing left-handed circular polarization. The antenna design includes two slits in a circular patch to create circular polarization, and the bandpass filter design uses a square open-loop resonator (SOLR). The result is a filter-antenna configuration that provides circular polarization over a wide angular range.

Keywords: circular patch antenna; filter antenna; left circular polarization; cross-polarization (AR); square open-loop resonator (SOLR).

1. Введение

Интеграция фильтра и антенны имеет важное значение в современных системах беспроводной связи. Интеграция фильтров непосредственно в структуру антенны позволяет создавать меньшие по размеру и более компактные устройства, необходимые для таких приложений, как носимые устройства, датчики Интернета вещей и миниатюрная электроника, где ограничения пространства имеют решающее значение.

Кроме того, интеграция компонентов в один модуль потенциально может снизить производственные затраты за счет оптимизации производственных процессов и минимизации количества отдельных компонентов, необходимых в устройстве. Точно контролируя частотную характеристику, фильтрующие антенны гарантируют, что передаваемые или принимаемые сигналы соответствуют определенным стандартам качества, что приводит к улучшению общих характеристик связи.

В беспроводных системах фильтры и антенны выполнены как отдельные компоненты. Непосредственное подключение фильтра и антенны в беспроводной системе приводит к проблемам несоглосования. Это несоглосование может привести к различным недостаткам производительности, таким как потери сигнала и снижение эффективности [1].

Фильтрующие антенны с круговой поляризацией (CP) становятся все более популярными, поскольку они могут устранить проблемы, связанные с несоглосованием поляризации. В системах WLAN, где поддержание надежного соединения имеет решающее значение, эти антенны очень востребованы. Их способность минимизировать несоответствие поляризации вносит значительный вклад в улучшение общей производительности и стабильности беспроводных сетей, что делает их предпочтительным выбором в таких системах. В соответствии с этой тенденцией многие исследователи сосредоточили внимание на разработке фильтрующих CP-антенн [2-4].

2. Конструкция Фильтра и Антенны

При проектировании фильтрующей антенны сначала проектируется фильтр, а затем антенна. Наконец, фильтр и антенна соединяются металлическим штырем.

a. Конструкция фильтра

На рисунке 1 представлена схема матрицы связи, иллюстрирующая связь между резонаторами [5].

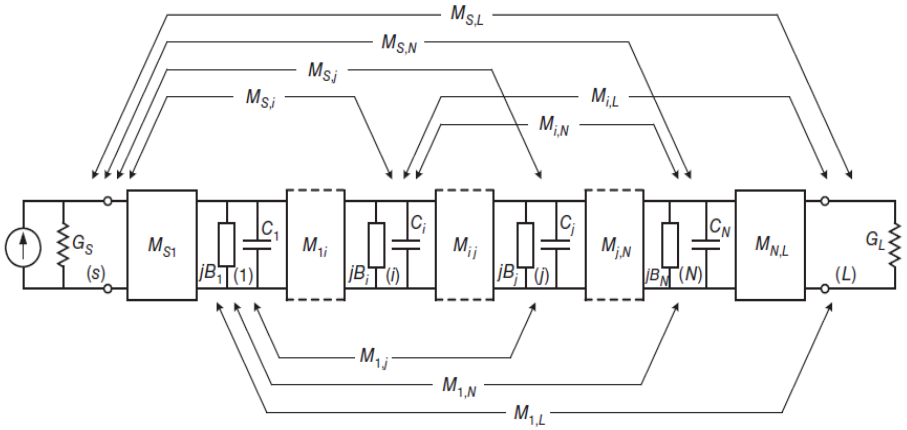


Рис. 1. схема, представляющая матрицу связи, иллюстрирующая связь между резонаторами.

Конструктивные параметры полосового фильтра на основе связанных резонаторов с использованием матрицы связи можно рассчитать по формуле:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}, \quad (1)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \; for \; i = 1 \; to \; n-1, \quad (2)$$

Где $M_{i,i+1}$ коэффициенты связи между соседними резонаторами, а Q_{e1} и Q_{en} внешние добротности резонаторов на входе и выходе соответственно [6].

Фильтр спроектирован на центральную частоту 5,8 ГГц с пульсациями в полосе пропускания 0,01 дБ, фракционной полосой пропускания 3,4% и подложкой WL-CT338 с диэлектрической проницаемостью 3,38 и толщиной 0,813 мм. Проект моделируется с использованием CST, как показано на рисунке 2. Для этого дизайна мы имеем $M_{12} = M_{23} = 0.0441$ и $Q_{e1} = Q_{e3} = 18.25$.

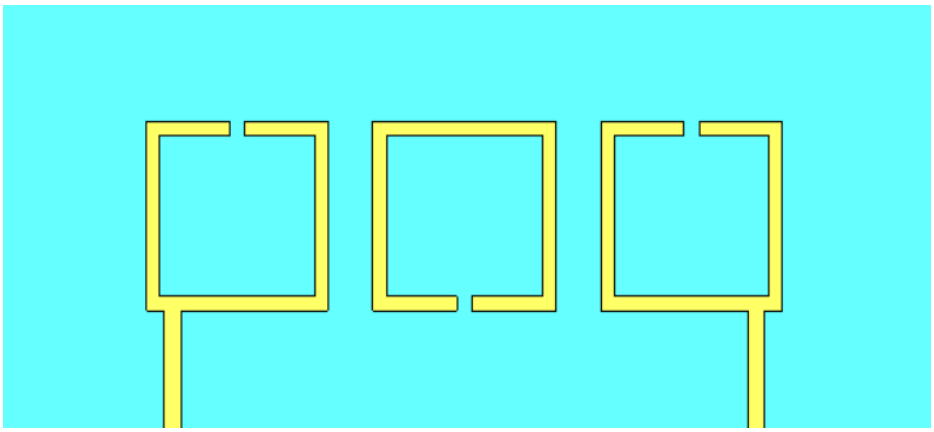


Рис. 2. Разработанный полосовой фильтр Чебышева третьего порядка.

Частотная характеристика фильтра показана на рисунке 3. Дробная полоса пропускания фильтра составляет 3,4%, вносимые потери менее 0,9 дБ и обратные потери менее 26 дБ в полосе пропускания.

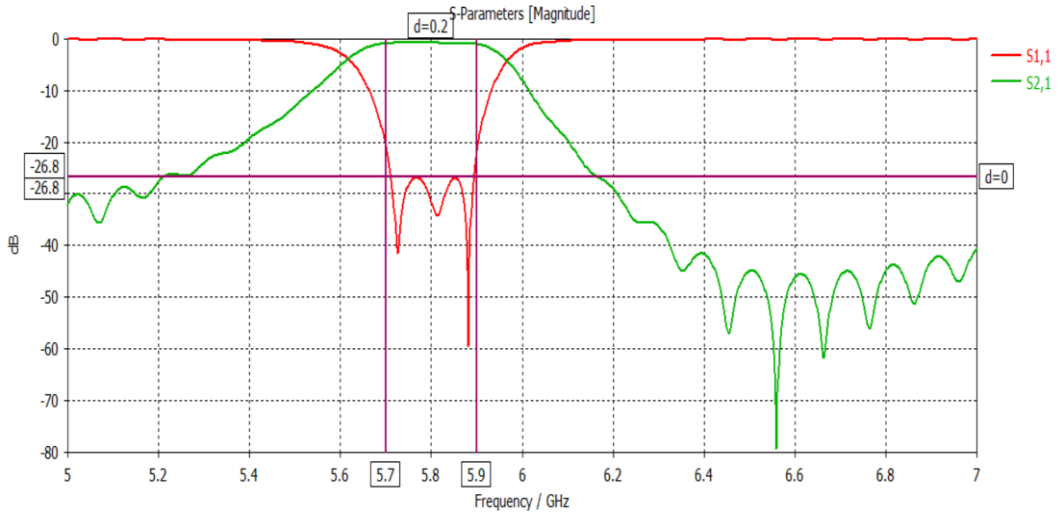


Рис. 3. Частотная характеристика спроектированного полосового фильтра Чебышева третьего порядка.

b. Конструкция антенны

Микрополосковые антенны с одинарным питанием и круговой поляризацией считаются одними из самых простых антенн, способных создавать круговую поляризацию. Чтобы смоделировать второй фидер с фазой 90° без использования какого-либо внешнего фидера, в конструкцию круглого антенного патча были включены два слота, как показано на рисунке 4.

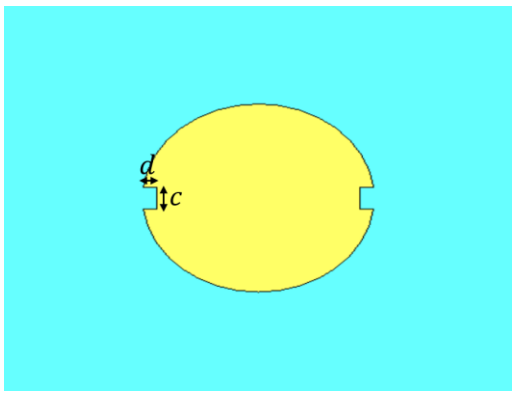


Рис. 4. Разработанный круговой антенный патч с круговой поляризацией.

Сначала мы определили параметры микрополосковой антенны, как показано в таблице (1).

Таблица 1. Параметры характеристик антенны

Параметры	Характеристики
Частота	5,8 ГГц
Обратная потерь	< -10 дБ
КСВ	< 2
Диапазон частот	200 МГц
AR	< 3 дБ
поляризация	Круговая

Исходя из известных значений диэлектрической проницаемости подложки $\varepsilon_r = 3{,}38$, резонансной частоты $f_r = 5{,}8$ ГГц и высоты подложки $h = 0{,}813$ мм, можно определить радиус круглой антенны a по следующей формуле:

$$a = \frac{8.791\times10^9/(f_r\sqrt{\varepsilon_r})}{\sqrt{1+\frac{2h}{\pi\varepsilon_r F}\left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right)+1.7726\right]}}, \qquad (3)$$

слоты могут выступать в роли второго фидера со сдвигом фазы на 90° [4-5]. Размер щели рассчитывается по следующим формулам: $c = a/2{,}72, d = c/10$, где c представляет длину щели, d — ширина щели, а a — радиус микрополосковой антенны [7-9]. Как показано на рисунке (5), значение КСВ не превышает 2 в пределах рабочего диапазона частот.

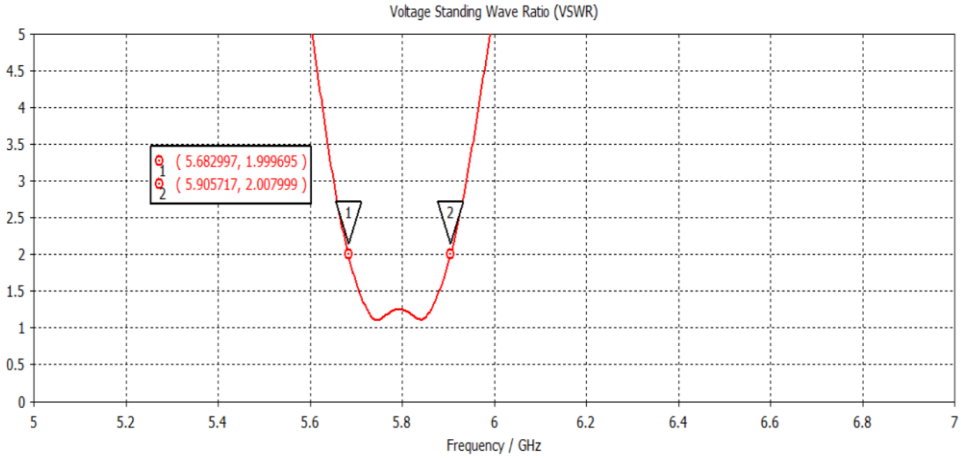
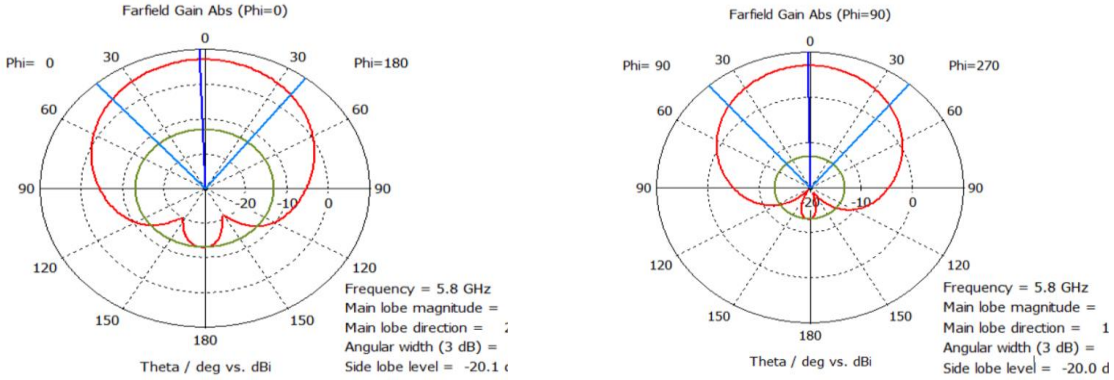


Рис. 5. Имитация КСВ спроектированной круглой патч-антенны СР.

На рисунке (6) показаны диаграммы направленности усиления антенны на резонансной частоте в двух плоскостях: $\varphi = 0°$ и $\varphi = 90°$.



(а) (б)

Рис. 6. Моделируемые диаграммы направленности спроектированной СР-антенны на частоте 5,8 ГГц в плоскостях: (а) $\varphi = 0^0$, (б) $\varphi = 90^0$

Как показано на рисунке (6), антенна обеспечивает усиление 7 дБ в рабочем диапазоне частот. кроссполяризации (AR) антенны в рабочем диапазоне частот обеспечивает круговую поляризацию в широком диапазоне углов от -60^0 до 50^0 в плоскости $\varphi = 0^0$ и от -83^0 до 94^0 в плоскости $\varphi = 90^0$.

3. Результаты и Обсуждения:

Структура фильтр-антенного модуля показана на рисунке (7). Фильтр и антенна соединены через металлический штырь, проходящий через плоскости заземления. Положение подачи штифта на антенне смещено от центра для достижения низкого кроссполяризации (AR). Как показано на рисунке (8), значение S_{11} не превышает 10 дБ в рабочем диапазоне частот.

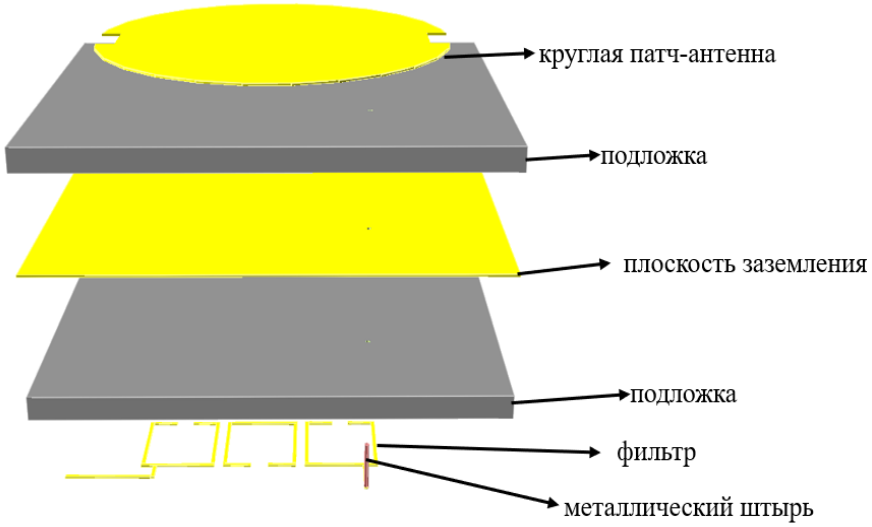


Рис. 7. Разработанный фильтр-антенна.

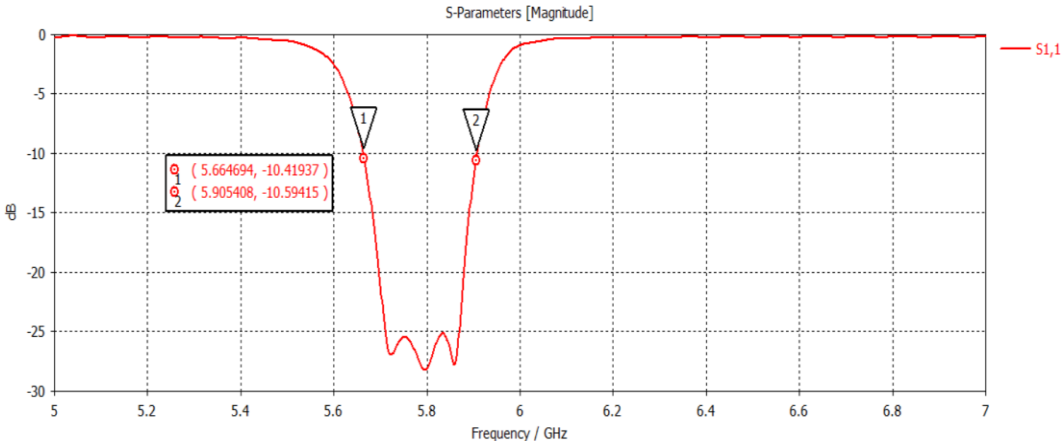
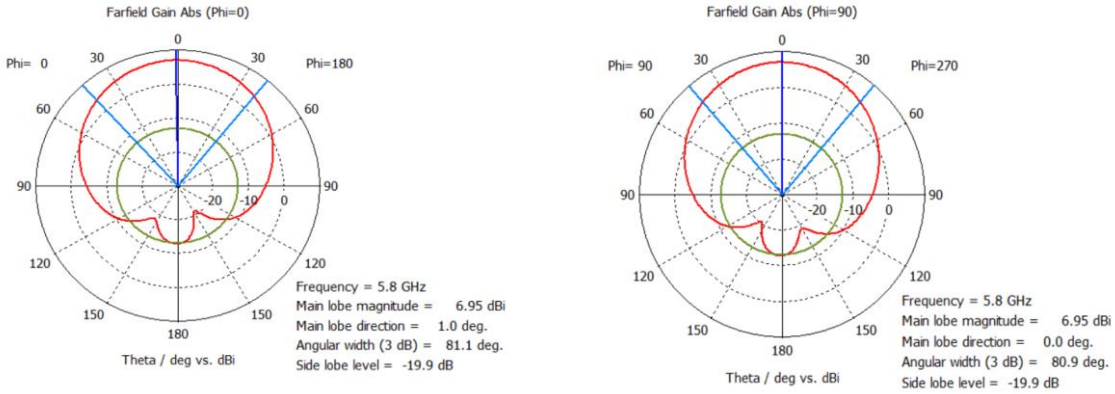


Рис. 8. Имитация S_{11} разработанной CP-антенны-фильтра.

На рисунке (9) показаны диаграммы направленности усиления антенны на резонансной частоте в двух плоскостях: φ=0° и φ=90°.

Как показано на рисунке (9), антенна обеспечивает усиление более 6 дБ в рабочем диапазоне частот. кроссполяризации (AR) антенны в рабочем диапазоне частот обеспечивает круговую поляризацию в широком диапазоне от -70^0 до 64^0 в плоскости $\varphi = 0^0$ и от -72^0 до 82^0 в плоскости $\varphi = 90^0$.



(а) (б)

Рис. 9. Моделируемые диаграммы направленности спроектированного СР-фильтра-антенны на частоте 5,8 ГГц в плоскостях: (а) $\varphi = 0^0$, (б) $\varphi = 90^0$

4. Заключение

В этой статье разработана фильтр-антенна с круговой поляризацией. Два слота в микрополосковой антенне играют роль второго фидера, обеспечивая круговую поляризацию. Кроме того, разработан полосовой фильтр Чебышева третьего порядка на основе квадратных разомкнутых резонаторов (SOLR) на частоту 5,8 ГГц. Требуемая полоса пропускания Фильтра-Антенны в рабочем диапазоне частот достигнута, коэффициент усиления достигает 7 дБ. Более того, поляризация остается круговой в широком диапазоне.

5. Благодраности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-19-00485, https://rscf.ru/project/23-19-00485/.

Литература

1. Chuang, C. T., & Chung, S. J. (2011). Synthesis and design of a new printed filtering antenna. IEEE transactions on antennas and propagation, 59(3), 1036-1042.
2. Wu, Q. S., Zhang, X., & Zhu, L. (2018). Co-design of a wideband circularly polarized filtering patch antenna with three minima in axial ratio response. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 66(10), 5022-5030.
3. Li, J. F., Wu, D. L., Zhang, G., Wu, Y. J., & Mao, C. X. (2019). A left/right-handed dual circularly-polarized antenna with duplexing and filtering performance. IEEE Access, 7, 35431-35437.
4. Tang, M. C., Li, D., Wang, Y., Hu, K. Z., & Ziolkowski, R. W. (2020). Compact, low-profile, linearly and circularly polarized filtennas enabled with custom-designed feed-probe structures. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 68(7), 5247-5256.
5. Cameron, R. J., Kudsia, C. M., & Mansour, R. R. (2018). Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. John Wiley & Sons.
6. Hong, J. S. G., & Lancaster, M. J. (2004). Microstrip filters for RF/microwave applications. John Wiley & Sons.
7. Balanis, C. A. (2016). Antenna theory: analysis and design. John wiley & sons.
8. Chen, W. S., Wu, C. K., & Wong, K. L. (2001). Novel compact circularly polarized square microstrip antenna. IEEE Transactions on Antennas and propagation, 49(3), 340-342.

9. Li, J., Zhang, A., Joines, W. T., & Liu, Q. H. (2016, June). A miniaturized circularly polarized microstrip antenna with bandwidth enhancement. In 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI) (pp. 41-42). IEEE.

REFERENCES

1. Chuang, C. T., & Chung, S. J. (2011). Synthesis and design of a new printed filtering antenna. IEEE transactions on antennas and propagation, 59(3), 1036-1042.
2. Wu, Q. S., Zhang, X., & Zhu, L. (2018). Co-design of a wideband circularly polarized filtering patch antenna with three minima in axial ratio response. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 66(10), 5022-5030.
3. Li, J. F., Wu, D. L., Zhang, G., Wu, Y. J., & Mao, C. X. (2019). A left/right-handed dual circularly-polarized antenna with duplexing and filtering performance. IEEE Access, 7, 35431-35437.
4. Tang, M. C., Li, D., Wang, Y., Hu, K. Z., & Ziolkowski, R. W. (2020). Compact, low-profile, linearly and circularly polarized filtennas enabled with custom-designed feed-probe structures. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 68(7), 5247-5256.
5. Cameron, R. J., Kudsia, C. M., & Mansour, R. R. (2018). Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. John Wiley & Sons.
6. Hong, J. S. G., & Lancaster, M. J. (2004). Microstrip filters for RF/microwave applications. John Wiley & Sons.
7. Balanis, C. A. (2016). Antenna theory: analysis and design. John wiley & sons.
8. Chen, W. S., Wu, C. K., & Wong, K. L. (2001). Novel compact circularly polarized square microstrip antenna. IEEE Transactions on Antennas and propagation, 49(3), 340-342.
9. Li, J., Zhang, A., Joines, W. T., & Liu, Q. H. (2016, June). A miniaturized circularly polarized microstrip antenna with bandwidth enhancement. In 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI) (pp. 41-42). IEEE.

ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ПИТАЕМАЯ С ПОМОЩЬЮ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], Д. К. Проскурин[1], К. С. Сафонов[1]

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

[2]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В настоящей статье рассмотрена линейная эквидистантная антенная решетка с равноамплитудным и синфазным возбуждением, состоящая из открытых концов волноводов сечением 19 мм на 11 мм с воздушным заполнением. Период решетки – 19.5 мм. Габаритные размеры разработанной антенной решетки: ширина раскрыва – 624 мм, высота – 12 мм, глубина – 118 мм. Особенностью конструкции антенной решетки является использование плавных несимметричных переходов в Е-плоскости по экспоненциальному закону; в раскрыве ФАР чередуются, с периодом, равным 4 значениям ширины волноводов, с учетом ширины их узких стенок, волноводные несимметричные рупоры, расширяющиеся в верхнем (2 соседних излучателя) и нижнем (следующие 2 излучателя) направлениях.

Ключевые слова: спутниковая связь мобильного и бортового базирования, линейные антенные решетки, волноводные рупоры.

LINEAR ANTENNA GRID POWERED BY MULTICHANNEL POWER DIVIDERS

Yu. G. Pasternak[1], V. A. Penduyrin[2], D. K. Proskurin[1], K. S. Safonov[1]

[1] Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation

[2]JSC NPP “Automated communication systems”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. In this article, we consider a linear equidistant antenna array with equal amplitude and in-phase excitation, consisting of open ends of waveguides with a cross section of 19 mm by 11 mm with air filling. The grating period is 19.5 mm. Overall dimensions of the developed antenna array: opening width – 624 mm, height – 12 mm, depth – 118 mm. A feature of the antenna array design is the use of smooth asymmetric transitions in the E-plane according to the exponential law; in the opening of the headlights, with a period equal to 4 values of the width of the waveguides, taking into account the width of their narrow walls, waveguide asymmetric horns, expanding in the upper (2 adjacent emitters) and lower (the next 2 emitters) directions alternate with a period equal to 4 values of the width of the waveguides, taking into account the width of their narrow walls.

Keywords: mobile and airborne satellite communications, linear antenna arrays, waveguide horns.

1. Введение

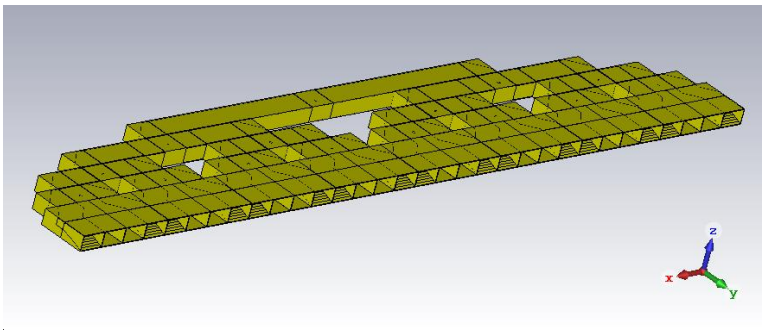
Одной из главных задач, решаемых в аппаратуре спутниковой связи, является возможность сканирования главным лепестком диаграммы направленности. Абоненты спутниковой связи, как правило, находятся в движении, следовательно, антенна должна быть легкой и компактной для того, чтобы она не препятствовала безопасному перемещению транспорта, как наземного, так и – морского и воздушного [1-4].

В настоящей статье рассмотрена линейная эквидистантная антенная решетка с равноамплитудным и синфазным возбуждением, состоящая из открытых концов

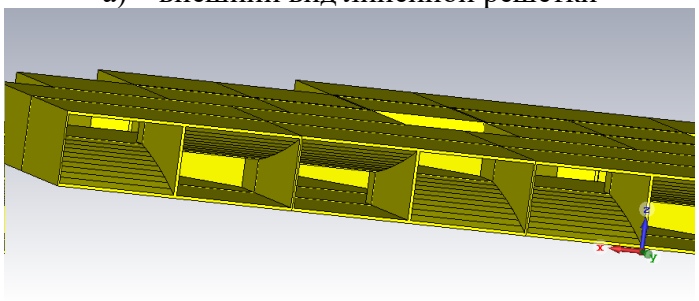
волноводов сечением 19 мм на 11 мм с воздушным заполнением. Период решетки – 19.5 мм. Габаритные размеры разработанной антенной решетки: ширина раскрыва – 624 мм, высота – 12 мм, глубина – 118 мм. Особенностью конструкции антенной решетки является использование плавных несимметричных переходов в Е- плоскости по экспоненциальному закону; в раскрыве ФАР чередуются, с периодом, равным 4 значениям ширины волноводов, с учетом ширины их узких стенок, волноводные несимметричные рупоры, расширяющиеся в верхнем (2 соседних излучателя) и нижнем (следующие 2 излучателя) направлениях.

2. Модель антенного элемента

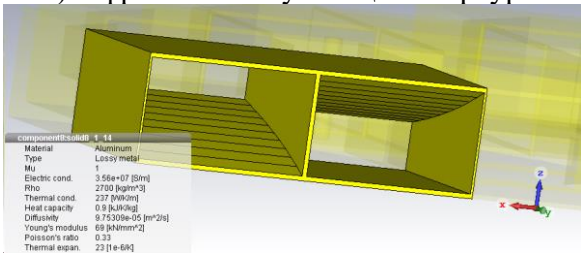
Соседние пары излучающих волноводов запитываются с помощью Е-плоскостного делителя: волновод разделен пополам по высоте тонкой металлической диафрагмой, отражения волн от которой незначительны; далее, в каждой половине делителя мощности, реализованы разнесенные по высоте повороты направо и налево и плавные переходы в Е- плоскости – расширение от 5.25 мм до 11 мм, рисунок 1. Описанное техническое решение предпринято для уменьшения модуля коэффициента отражения в Е- плоскостных делителях мощности (в Н- плоскостном делителе мощности вертикальная стенка, делящая волновод пополам, вносит существенные отражения). Остальные делители мощности – Н-плоскостные. Основные характеристики антенной решетки приведены на рисунках 1-5.



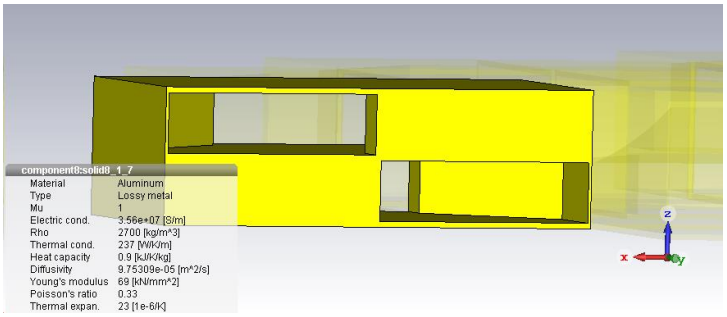
а) – внешний вид линейной решетки



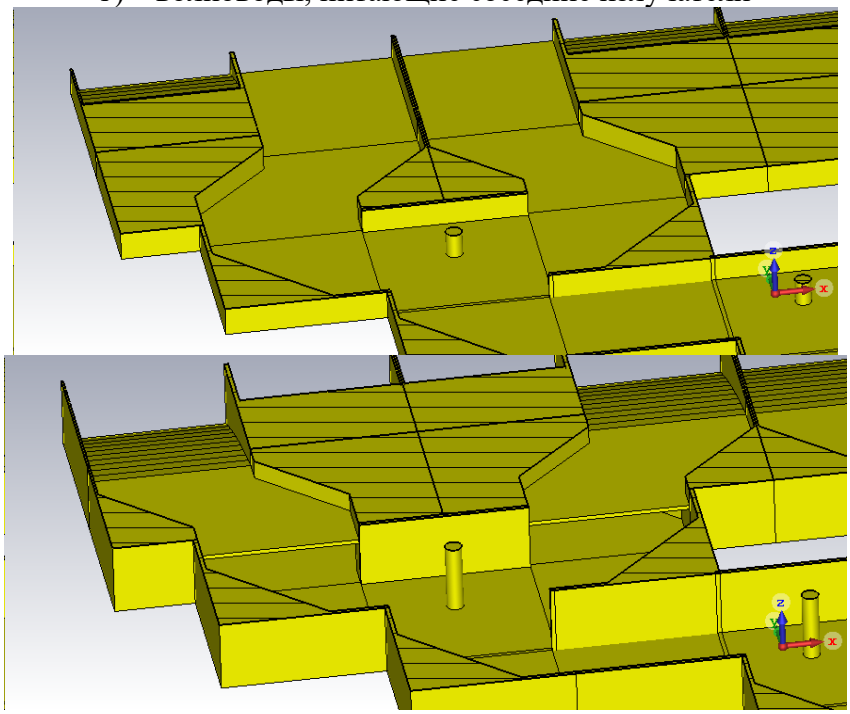
б) – фрагмент излучающей апертуры



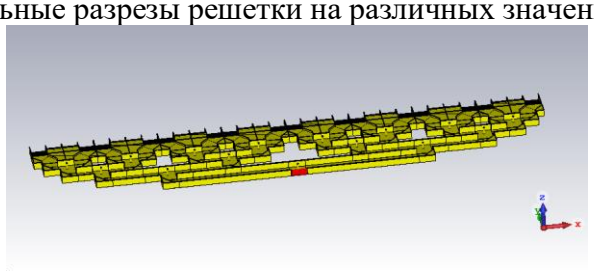
в) – пара соседних излучателей с противоположными направлениями раскрывов несимметричных волноводных Е- плоскостных рупоров



г) – волноводы, питающие соседние излучатели



д) – продольные разрезы решетки на различных значениях высоты

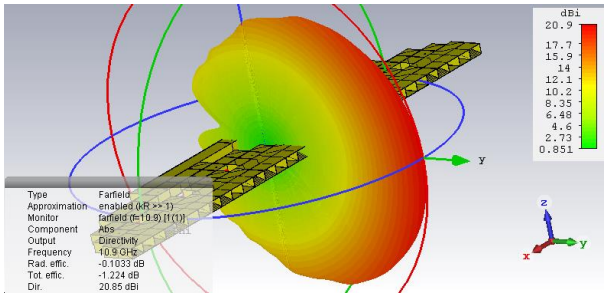


е) – разрез решетки и волноводный порт ее запитки

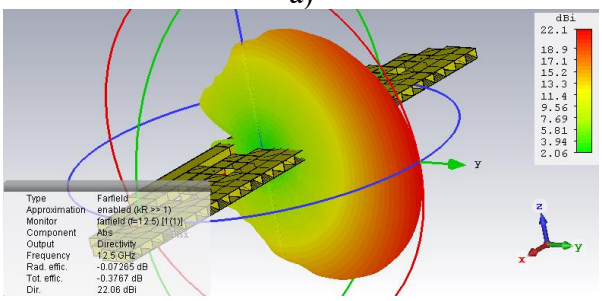
Рис. 1. Линейная эквидистантная антенная решетка с делителем мощности 1:32, в котором использованы Е- плоскостные (для запитки излучателей) и Н- плоскостные делители мощности 1:2.

3. Результаты моделирования

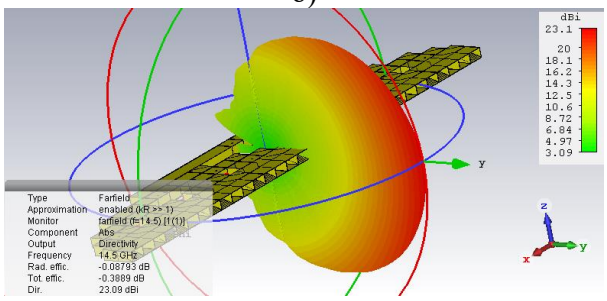
На рисунках 2-5 приведены основные характеристики антенного устройства. На рисунке 2 показаны диаграммы направленности в объеме линейной эквидистантной антенной решетки с Е- и Н-плоскостными делителями мощности. На рисунке 3 показаны диаграммы направленности линейной эквидистантной антенной решетки с Е- и Н- плоскостными делителями мощности в азимутальной. Рисунок 4 иллюстрирует частотную зависимость коэффициента стоячей волны на входе антенной решетки. Рисунок 5 показывает частотную зависимость потерь в металле и суммарных потерь (с учетом отражений).



а)

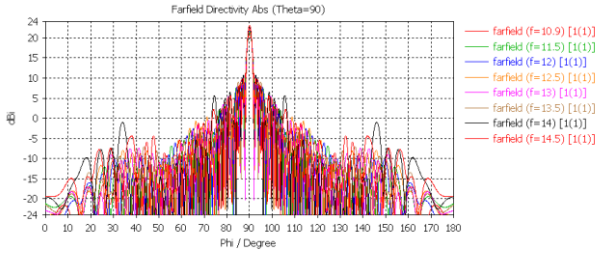


б)

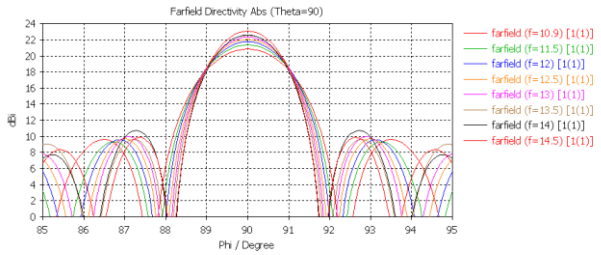


в)

Рис. 2. Диаграммы направленности в объеме линейной эквидистантной антенной решетки с Е- и Н- плоскостными делителями мощности.



а)



б)

Рис. 3. Диаграммы направленности линейной эквидистантной антенной решетки с Е- и Н- плоскостными делителями мощности в азимутальной (а) и угло-местной (б) плоскостях.

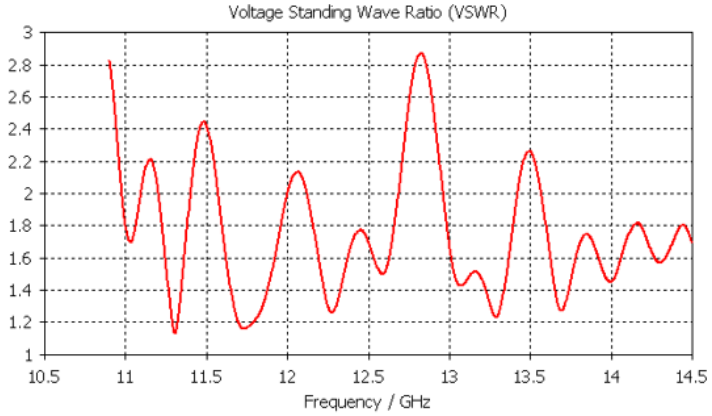


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны на входе антенной решетки.

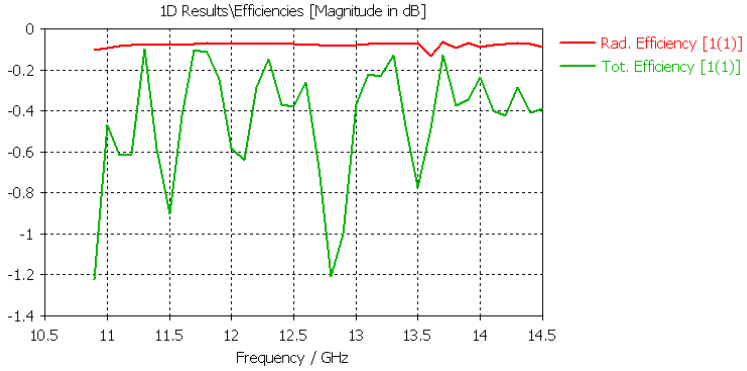


Рис. 5. Частотная зависимость потерь в металле и суммарных потерь (с учетом отражений).

4. Конструкция волноводной антенной решетки

Достоинством технического решения является отсутствие диэлектрических вкладышей в волноводных делителях мощности и в излучателях, а также – минимизация толщины стенки, разделяющей соседние излучатели, питаемые делителями мощности 1:2 (в Н- плоскостных делителях мощности расстояние между соседними излучателями определяется шириной стенки делителя мощности, разделяющей его соседние выходы, рисунок 7, а).

Конструкция волноводной антенной решетки, состоящей из 24 линейных синфазных подрешеток (каждая из которых состоит из 32 рупорных излучателей, с расширением, по экспоненциальному закону, в Е- и Н- плоскостях, питаемых волноводными делителями мощности 1:32), показана на рисунках 6-11. Диаграммы направленности ФАР приведены на рисунке 12.

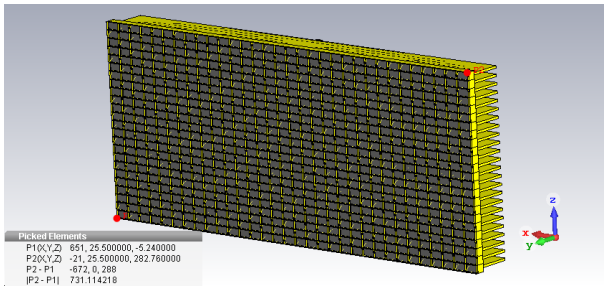


Рис. 6. ФАР из 24 строк и 32 столбцов. Ширина – 672 мм. Высота – 288 мм. Глубина, с учетом коаксиально-волноводных переходов – 75.7 мм.

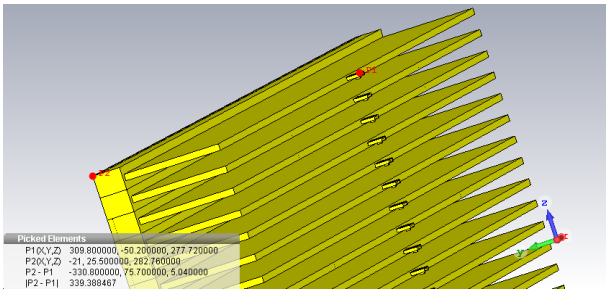


Рис. 7. Обратная сторона ФАР. Коаксиально-волноводные переходы (к линзе Ротмана с ВЧ коммутатором).

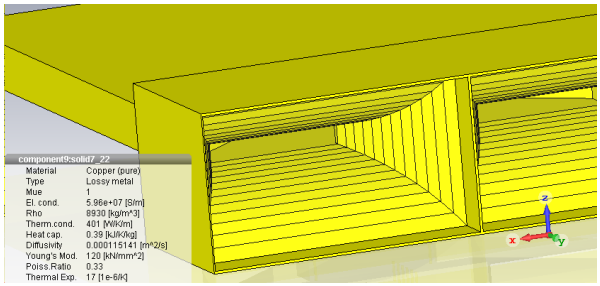


Рис. 8. Волноводные излучатели соединены с делителем мощности экспоненциальными переходами.

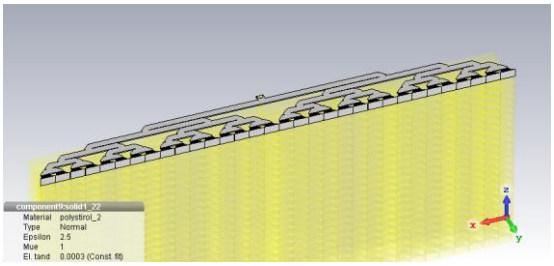


Рис. 9. Диэлектрик заполнения синфазного и равноамплитудного делителя мощности 1:32 и рупоров (полистироловый вкладыш).

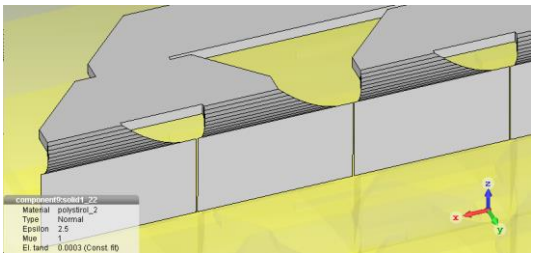


Рис. 10. Фрагмент диэлектрического заполнения делителя мощности и рупорных излучателей.

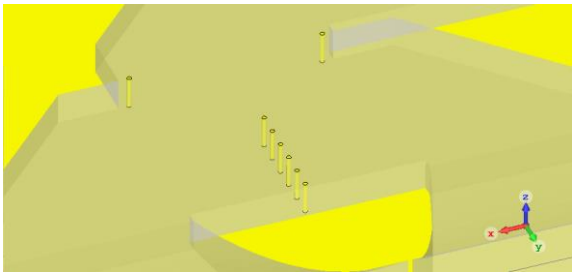
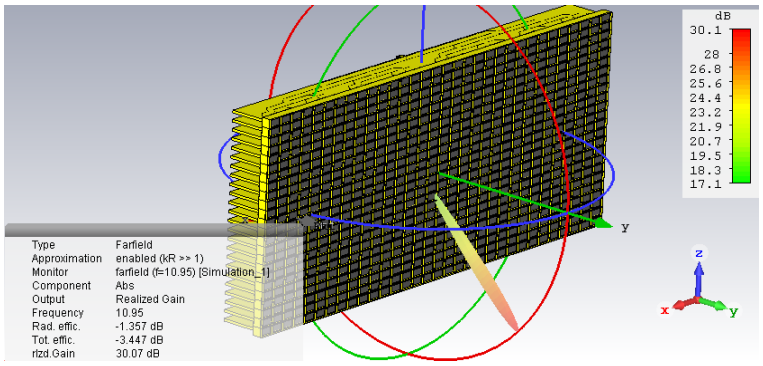
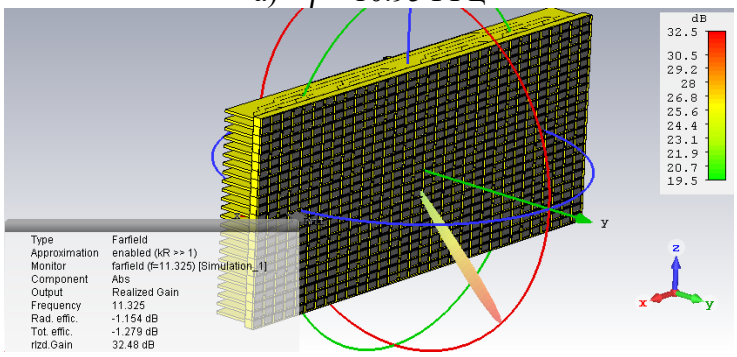


Рис. 11. Металлические штыри в делителе мощности, выполняющие функцию улучшения его согласования.

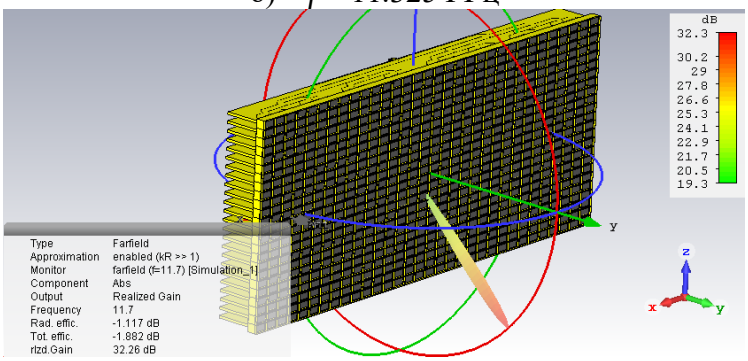
Частотные зависимости коэффициента эффективности излучения и суммарных потерь, с учетом рассогласования, приведены на рисунке 13.



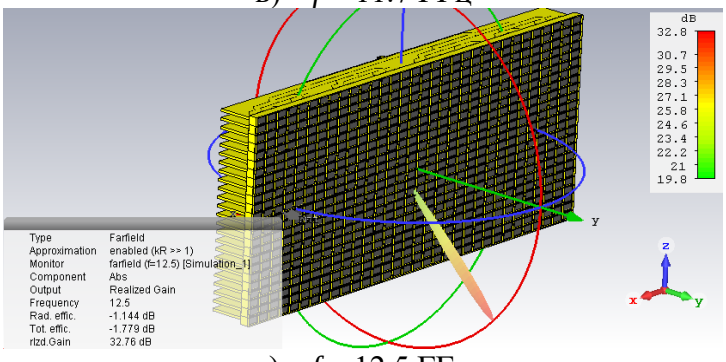
а) – f = 10.95 ГГц



б) – f = 11.325 ГГц



в) – f = 11.7 ГГц



г) – f = 12.5 ГГц

Рис. 12. Диаграмма направленности ФАР при отклонении луча на угол 45° от нормали на частотах 10.9, 11.325, 11.7, 12.5 ГГц.

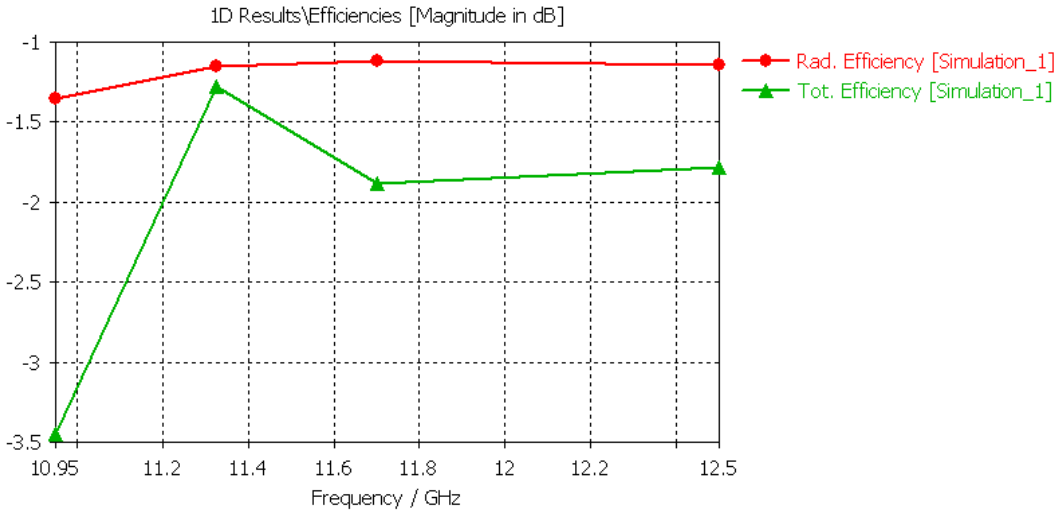


Рис. 13. КПД ФАР при отклонении луча на угол 45° от нормали, дБ.

5. Заключение

Достоинством использования подхода к построению линейных антенных решеток, питаемых с помощью многоканальных делителей мощности, является возможность минимизации глубины антенной системы. Основными недостатками – конструктивная и технологическая сложность делителей мощности и существенные потери мощности при большом числе каналов.

Возможные технологии изготовления разработанной ФАР:

1. Штамповка из полистирола внутренней части делителя мощности и излучателей. Далее – полировка, напыление меди и гальваническое покрытие слоем меди.

2. Печать на 3D- принтере из полистирола, полировка, напыление меди и гальваническое покрытие меди.

3. Изготовление делителя мощности с использованием SIW- технологии на базе стандартных СВЧ- ламинатов. Использование металлизированных сквозных отверстий для согласования делителей мощности. Антенные элементы и коаксиально-волноводные переходы изготавливаются путем штамповки из полистирола, или - печати на 3D-принтере из полистирола, далее - полировка, напыление слоя меди и гальваническое покрытие слоем меди.

4. Штамповка из металла делителя мощности, излучателей и коаксиально-волноводных переходов (2 детали). Диэлектрический вкладыш может печататься на 3D-принтере из полистирола.

Литература

1. Brand J., Practical on-the-move satellite communications for present and future mobile warfighters // in Proceedings of the Military Communications Conference (MILCOM ’05), pp. 625–629, Atlantic City, NJ, USA, October 2005.
2. Дементьев А.Н. Математическое моделирование электромагнитной обстановки на борту космического аппарата. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21. № 4. С. 26-36.
3. Глушанков Е.И., Царик В.И. Практическая реализация пространственно-временной фильтрации спутниковых навигационных сигналов в реальном времени. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26. № 2. С. 64-69.

4. Бойчук С.И., Коровкин А.Е., Юхнов В.И. Методики создания и проверки многодиапазонных антенно-волноводных трактов. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26. №3. С. 52-58

REFERENCES

1. Brand J., Practical on-the-move satellite communications for present and future mobile warfighters // in Proceedings of the Military Communications Conference (MILCOM ’05), pp. 625–629, Atlantic City, NJ, USA, October 2005.
2. Dementiev A.N. Mathematical modeling of the electromagnetic situation on board the spacecraft. Physics of wave processes and radio engineering systems. 2018. Vol. 21. No. 4. pp. 26-36.
3. Glushankov E.I., Tsarik V.I. Practical implementation of space-time filtering of satellite navigation signals in real time. Physics of wave processes and radio engineering systems. 2023. Vol. 26. No. 2. pp. 64-69.
4. Boychuk S.I., Korovkin A.E., Yukhnov V.I. Methods of creating and testing multiband antenna waveguide paths. Physics of wave processes and radio engineering systems. 2023. Vol. 26. No. 3. pp. 52-58.

МАСШТАБИРУЕМАЯ СИСТЕМА ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

В. В. Задорожный[1]

[1]Ростовский НИИ радиосвязи (РНИИРС), Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Преимущества применения ЦАР обусловлены возможностью формирования многолучевой диаграммы направленности (ДН) в цифровом виде в системе цифрового диаграммообразования (ЦДО), что дает возможность гибкого изменения алгоритмов работы. Широкое использование ЦАР ограничивается длительными сроками и высокой стоимостью разработки и производства. Для расширения области применения ЦАР, снижения сроков и стоимости их разработки и производства, предложено создание унифицированных комплектов функциональных устройств, обеспечивающих возможность построения масштабируемых систем ЦДО для ЦАР различного назначения. Обоснован выбор архитектуры системы ЦДО на основе параллельного формирования ДН. Приведены примеры масштабирования системы ЦДО по количеству каналов ЦАР, по числу формируемых приемных и передающих лучей. Предложенная структура построения системы ЦДО обеспечивает возможность построения ЦАР необходимых размеров и формирования требуемого количества приемных и передающих лучей с независимым управлением.

Ключевые слова: система цифрового диаграммообразования, цифровая антенная решетка, формирование многолучевой диаграммы направленности, приемная диаграмма направленности, передающая диаграмма направленности, процессор формирования диаграммы направленности.

SCALABLE BEAMFORMER FOR DIGITAL ANTENNA ARRAYS

V.V. Zadorozhnyy [1]

[1]FSUE “RNIIRS”, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The advantages of the DAR are due to the formation of a multibeam directional pattern (DP) in digital form in the digital beamformer system (DBS), which makes it possible to flexibly change the algorithms of operation. The widespread use of the DAR is limited by the long time and high cost of development and production, as well as the complex structure of software and hardware. In order to expand the field of DAR applications, reduce the time and cost of their development and production, to put forward to create unified and scalable sets of functional devices. Examples of scaling of the DBS system by the number of DAR channels, by the number of receiving and transmitting beams are given. The proposed structure of the construction of the DBS system provides the possibility of constructing a DAR of the required size and forming the required number of receiving and transmitting beams with independent control.

Keywords: digital beamformer, digital antenna array, multibeam radiation pattern, receiving radiation pattern, transmitting radiation pattern, beamforming processor.

1. Введение

Переход от аналоговых фазированных антенных решеток (ФАР) к цифровым антенным решеткам (ЦАР) значительно повышает функциональные возможности систем радиосвязи, передачи данных, радиолокации и т.д. Поэтому многие производители современных радиоэлектронных систем переходят на использование

антенных систем на основе ЦАР. Преимущества ЦАР обусловлены формированием диаграммы направленности (ДН) в цифровом виде с помощью системы цифрового диаграммообразования (ЦДО), что обеспечивает гибкости алгоритмов работы ЦАР [1 - 3].

Широкое использование ЦАР ограничивается длительными сроками и высокой стоимостью разработки и производства, что обусловлено сложной многоканальной структурой построения программно-аппаратных средств ЦАР.

Для расширения области применения ЦАР, снижения сроков и стоимости их разработки и производства необходимо создание унифицированных и масштабируемых комплектов функциональных устройств, обеспечивающих возможность построения на их основе ЦАР различного назначения с требуемым количеством формируемых лучей.

Цель работы.

Расширение функциональных возможностей антенных систем за счет использования ЦАР с масштабируемой системой ЦДО.

Решаемые задачи.

1. Требования к масштабируемой системе ЦДО и выбор варианта ее построения.
2. Применение масштабируемой системы ЦДО при построении ЦАР.

2. Требования к масштабируемой системе ЦДО и выбор варианта ее построения

Под масштабируемостью системы ЦДО будем подразумевать горизонтальный тип масштабируемости [4], при котором увеличение производительности системы достигается за счет добавления дополнительных аппаратных средств (унифицированных модулей), при этом программное обеспечение системы ЦДО должно обеспечивать адаптацию под изменяемое количество узлов.

Система ЦДО для многоэлементной ЦАР должна иметь высокую производительность вычислительных средств, при этом верхняя оценка требуемой производительности пропорциональна числу элементов N, количеству формируемых лучей M, частоте следования отсчетов сигнала fд и определяется как [5]:

$$I \geq 8 \cdot N\, M\, f_{Д}. \qquad (1)$$

Необходимость реализации высокой производительности вычислений обусловлена большими потоками данных, поскольку отсчеты принимаемых сигналов поступают в систему ЦДО от каждого приемного канала ЦАР. В связи с этим структура системы ЦДО представляет собой многопроцессорную вычислительную систему, а производительность ее вычислений пропорциональна числу вычислительных модулей.

Архитектура построения системы ЦДО может быть предназначена для реализации последовательного или параллельного алгоритмов формирования ДН. При реализации последовательного алгоритма формирования ДН, в системе ЦДО данные последовательно передаются между процессорами формирования ДН (ПФДН), расположенных в многоканальных приемных модулях (ПМ) и соединенных высокоскоростными шинами передачи данных. Пример структурной схемы системы ЦДО с последовательным формированием многолучевой приемной ДН приведен на рисунке 1 [1]. В состав каждого приемного канала ПМ входят приемник (ПРМ), обеспечивающий усиление, фильтрацию и преобразование частоты принимаемого сигнала и АЦП, обеспечивающий преобразование принятых сигналов в цифровой поток. Дискретизация в АЦП разных каналов выполнятся синхронно. Формирование ДН производится в ПФДН последовательно в разных ПМ, после этого сформированная многолучевая ДН преобразуется в оптическом передатчике (ОП) из состава модуля управления (МУ) в оптический вид и передается по ВОЛС на аппаратуру обработки. Управление режимами работы осуществляется устройством управления (УУ), сигнал

дискретизации Fд формируется в опорном генераторе (ОГ). Для реализации ПФДН могут быть использованы ПЛИС или специализированные цифровые СБИС.

При увеличении размеров апертуры ЦАР увеличивается число приемных каналов, в соответствии с этим увеличивается количество модулей ПФДН путем добавления дополнительных модулей в последовательное соединение.

Недостатком последовательного алгоритма формирования ДН является возможный отказ ряда модулей системы ЦДО при выходе из строя одного из последовательно соединенных модулей.

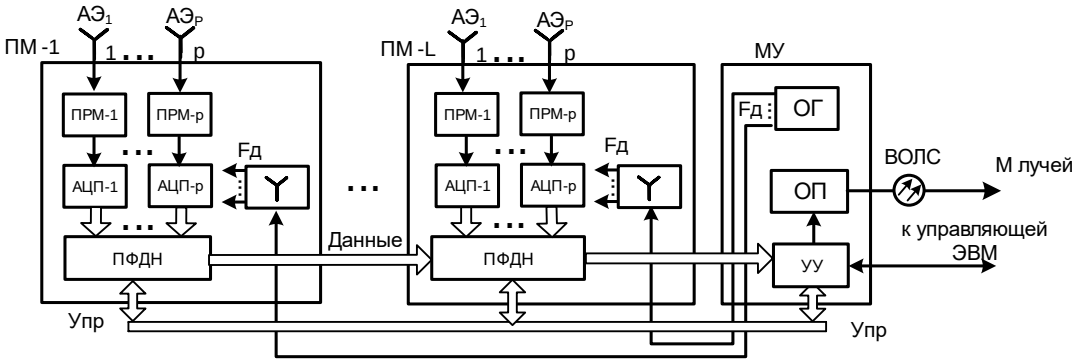


Рис. 1. Структурная схема приемной системы ЦДО с последовательным формированием многолучевой приемной ДН

Архитектура системы ЦДО для реализации параллельного алгоритма формирования ДН имеет многоуровневую структуру и древовидный характер, поскольку объем данных, поступающих на вход системы ЦДО, значительно превышает объем данных на ее выходе (рисунок 2) [1]. Формирование ДН производится на нескольких иерархических уровнях: первый уровень включает в себя ПФДН в ПМ, далее следуют ПФДН второго уровня, ПФДН третьего уровня и так далее. Количество уровней определяется числом используемых ПМ. На выходе системы ЦДО формируется многолучевая ДН с числом независимых лучей M.

В состав каждого приемного канала ПМ входят ПРМ и АЦП. Дискретизация в АЦП разных каналов выполняется синхронно. Дальнейшая обработка цифровых потоков выполняется в ПФДН разного уровня, реализующих алгоритмы пространственной, частотной и временной обработки.

Вся ЦАР делится на подрешетки, каждая из которых состоит из p×L элементов, где L – количество ПМ. Схема включает в себя распределительные системы сигнала дискретизации (РСД), сигнала гетеродина (РСГ).

Базовой операцией в системе ЦДО при вычислении последовательности отсчетов i-го сформированного луча с направлением максимума φ_i, θ_i является вычисление суммы произведений вида

$$F(t,\varphi_i,\theta_i)=\sum_{m=1}^{N_x}\sum_{n=1}^{N_y} S_{mn}(t)W_{mn}(\varphi_i,\theta_i), \qquad (2)$$

где $S_{mn}(t)$ – последовательность комплексных отсчетов сигнала, принимаемого элементом ЦАР; $W_{mn}(\varphi_i,\theta_i)$ – весовой коэффициент, определяющий направление i-го луча,

$$W_{mn}(\varphi_i,\theta_i)=\exp\{j(m-1)\frac{2\pi}{\lambda}d_x sin\theta_i cos\varphi_i\}\exp\{j(n-1)\frac{2\pi}{\lambda}d_y sin\theta_i \sin\varphi_i\}. \qquad (3)$$

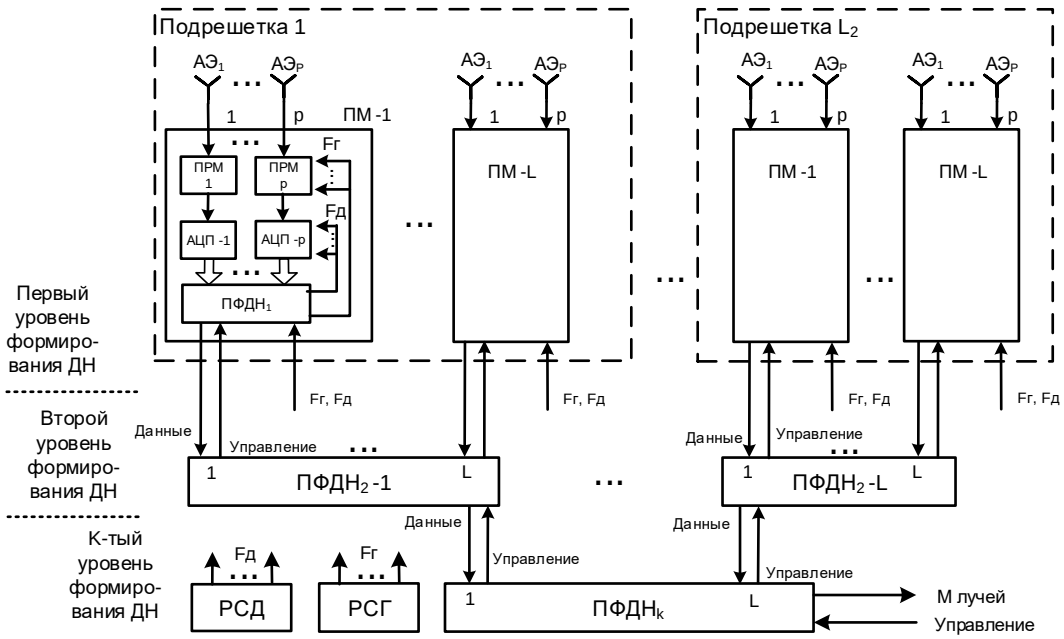


Рис. 2. Структурная схема масштабируемой системы ЦДО с параллельным формированием многолучевой приемной ДН

Структура системы ЦДО на рисунке 2 имеет более высокую надежность, поскольку выход из строя одного из многоканальных ПМ не влияет на работу остальных, в то время как при последовательном формировании ДН (рисунок 1) отказ одного из ПМ приводит к нарушению работы части ПМ, которые последовательно связаны с отказавшим. Кроме того, распределенная архитектура с параллельным алгоритмом формирования ДН позволяет размещать многоэлементные ЦАР в условиях недостатка свободного пространства, например, в авиационных системах, когда модули системы ЦДО могут быть разнесены в пространстве.

Итак, с учетом более высокой надежности, целесообразно использовать для построения масштабируемой системы ЦДО архитектуру с параллельным алгоритмом формирования ДН.

Масштабируемая система ЦДО характеризуется:

– максимальным количеством каналов ЦАР, которые может содержать ЦАР в соответствии с выполняемыми задачами назначения. Так, в случае применения ЦАР в РЛС малой дальности, требуется применение ЦАР с апертурой небольших размеров (малое количество приемопередающих каналов и низкая излучаемая мощность), а для построения РЛС дальнего обнаружения требуется применение ЦАР с большим энергетическим потенциалом, то есть необходимо увеличение размеров апертуры ЦАР и ее излучаемой мощности;

– максимальным количеством формируемых лучей ДН при заданной полосе обрабатываемого сигнала, которое может быть сформировано в системе ЦДО;

– гибкой адаптацией программного обеспечения системы ЦДО к изменению количества каналов ЦАР и числа формируемых лучей. Так, для радиолокационного обзора пространства параллельным способом требуется ЦАР с большим числом лучей [6] (высокая производительность системы ЦДО), а для радиолокационного обзора дальней зоны требуется ЦАР с малым числом лучей (малая производительность системы ЦДО);

– высокой суммарной пропускной способностью линий передачи между модулями системы ЦДО, с учетом максимального количества модулей и полосы обрабатываемого сигнала (тактовой частоте отсчетов сигнала);

– возможностью обновления и модернизации модулей системы ЦДО и ее программного обеспечения.

При выборе построения модулей системы ЦДО существенным является выбор используемых алгоритмов пространственной обработки, включающих в себя формирование ДН, электронное сканирование одного или нескольких лучей, изменение формы ДН в процессе адаптации, создание нескольких лучей с пересекающимися ДН в заданном секторе углов.

Первый иерархический уровень построения системы ЦДО (схема на рисунке 2) состоит из ПФДН, установленных в каждом ПМ, где формируется заданное количество парциальных ДН из p сигналов излучателей в соответствии с выражениями (2) и (3). Структурная схема построения ПФДН первого уровня для формирования одного луча ДН приведена на рисунке 3.

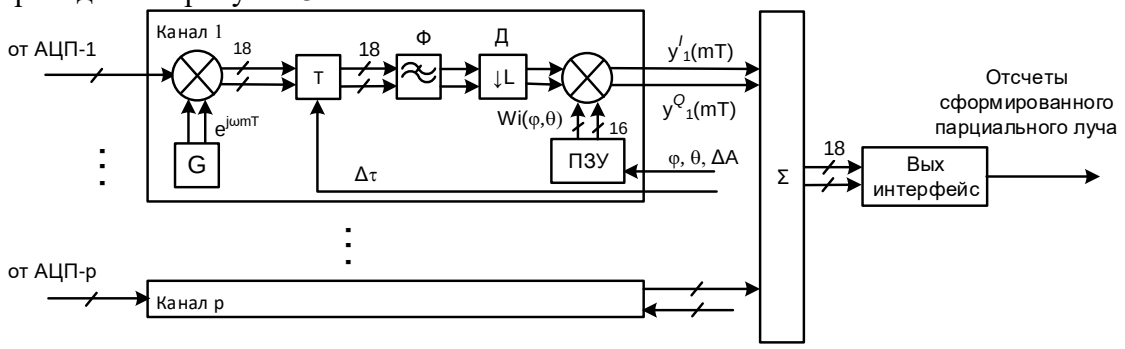


Рис. 3. Структура ПФДН первого уровня для формирования одного луча ДН

В ПФДН первого уровня приходящий цифровой поток от АЦП преобразуется по частоте несущего сигнала на нулевую частоту с помощью цифрового генератора G, производится смещение по времени в линии задержки Т, фильтрация в фильтре Ф, децимация потока в дециматоре Д и перемножение с весовыми коэффициентами $W_i(\varphi,\theta)$ и далее суммирование в сумматоре Σ. Направление луча и амплитудное распределение задаются весовыми коэффициентами $W_i(\varphi,\theta)$, где φ и θ - азимутальное и угломестное направления формируемого луча, $i=1...p$ - номер цифрового потока. Для увеличения числа формируемых лучей в ПФДН необходимо соответственно увеличить количество описанных блоков.

В соответствии с рисунком 3, формирование ДН включает в себя операции суммирования, перемножения, интерполяции, задержки, сдвига и фильтрации. Для реализации этих операций может быть использована ПЛИС или специализированная СБИС, ресурсы которых определяют возможное количество формируемых лучей.

Второй и последующие уровни системы ЦДО состоят из ПФДН, обеспечивающих синхронизацию данных, поступающих из ПФДН предыдущих уровней и суммирование отсчетов парциальных ДН. Структурная схема построения ПФДН второго и последующих уровней для формирования одного луча приведена на рисунке 4. При формировании нескольких лучей, после приема данных от ПФДН предыдущих уровней, производится разделение отсчетов, относящихся к разным лучам и их независимое суммирование.

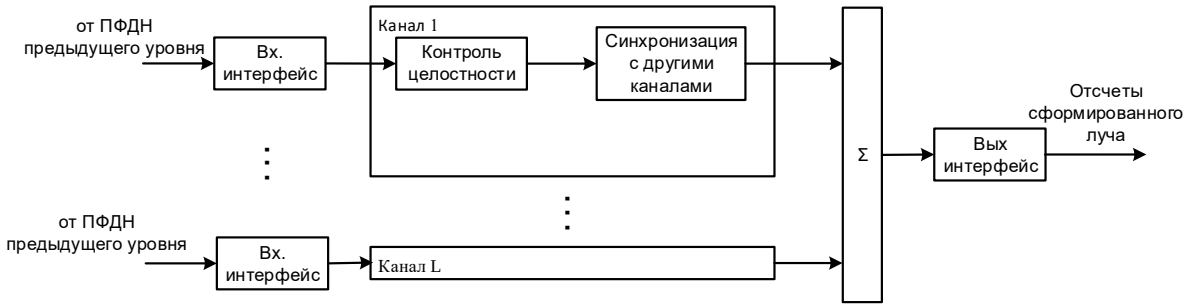


Рис. 4. Структура ПФДН второго и более высоких уровней

Для синхронной работы модулей системы ЦДО используется два вида синхронизации [1]:

– аппаратная, обеспечивающая синхронность дискретизации принимаемых сигналов в АЦП всех ПМ, реализованная схемами подстройки частоты дискретизации Fд и проведением периодической калибровки системы;

– программная, обеспечивающая синхронизацию работы остальных модулей, реализованная путем объединения передаваемых из ПМ данных в пакеты

с уникальными номерами, соответствующими обрабатываемому кадру, времени отсчета и каналу приема. При формировании парциальных ДН используются пакеты, соответствующие одним и тем же моментам дискретизации. Для обеспечения возможности правильной обработки данных даже при несинхронном поступлении пакетов из разных ПМ использованы буферные ОЗУ. Применение двух видов синхронизации увеличивает устойчивость системы ЦДО к случайным сбоям в модулях и линиях передачи.

Использование унифицированных модулей системы ЦДО позволит ускорить создание ЦАР при разработке новых изделий и модернизации существующих за счет минимизации затрат на проектирование новой аппаратной части и соответствующего программного обеспечения.

3. Применение масштабируемой системы ЦДО при построении ЦАР

а. Масштабирование системы ЦДО по числу каналов ЦАР

Масштабирование системы ЦДО по числу каналов необходимо для построения ЦАР разных размеров в соответствии с назначением изделия. На рисунке 5а приведена структура построения системы ЦДО для ЦАР с L шт. ПМ, каждый из которых содержит по p каналов, общее количество каналов в ЦАР равно p×L. Парциальные ДН формируются в ПФДН первого уровня, результирующая ДН – в ПФДН второго уровня.

В схеме на рисунке 5а приведена структура системы ЦДО для числа ПМ, равного количеству входов ПФДН второго уровня.

При увеличении числа ПМ свыше количества входов одного ПФДН второго уровня, необходимо увеличивать количество иерархических уровней системы ЦДО. На рисунке 2 приведена структура построения системы ЦДО для ЦАР с $L \times L_2$ ПМ, общее количество каналов в ЦАР равно $p \times L \times L_2$.

Таким образом, возможно увеличение размеров ЦАР (количества приемных каналов) путем увеличения количества уровней формирования системы ЦДО за счет добавления ПФДН 2-го уровня.

б. Масштабирование системы ЦДО по числу приемных лучей ЦАР

При построении многолучевых ЦАР, например, для параллельного обзора пространства большое значение имеет количество формируемых лучей. В соответствии с рисунком 5а пропускная способность ПФДН обеспечивает формирование *M* лучей. Для увеличения количества лучей в ЦАР необходимо использовать масштабирование системы ЦДО по количеству лучей (рисунок 5б). Увеличение количества формируемых

лучей в системе ЦДО достигается за счет повышения пропускной способности системы ЦДО при параллельном включении ПФДН.

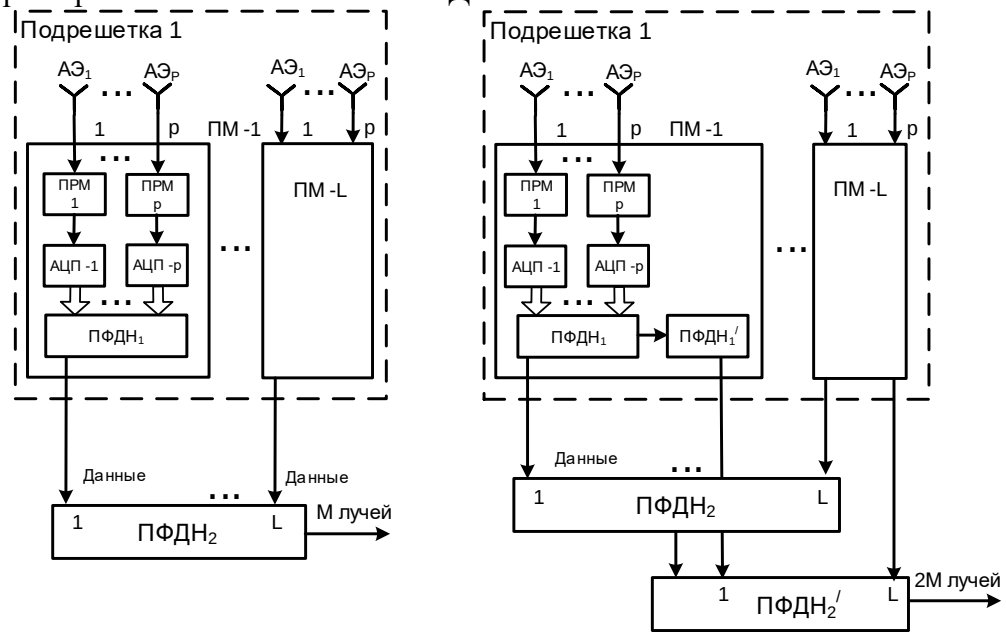


Рис. 5. Построение системы ЦДО: а) для ЦАР с L ПМ (p×L каналов); б) для ЦАР с удвоенным количеством лучей

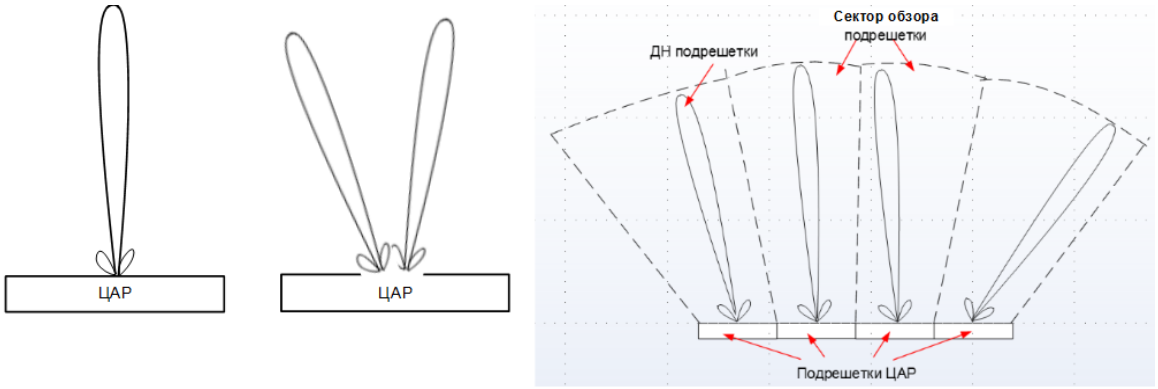
в. Масштабирование системы ЦДО по числу передающих лучей ЦАР

Изменение числа передающих лучей в ЦАР может использоваться, например, для передачи данных нескольким абонентам, разнесенным в пространстве. Применение системы ЦДО обеспечивает гибкость алгоритмов цифрового формирования ДН и дает возможность оперативного изменения режимов работы ЦАР в зависимости от особенностей применения ЦАР:

– для передачи данных на максимальную дальность используется один передающий луч (рисунок 6а);

– в режиме передачи данных нескольким абонентам, возможный сектор сканирования ЦАР разделяется на M зон при этом формируется M передающих лучей из ортогональных сигналов. Этот режим может быть реализован путем использования одного из алгоритмов формирования передающей ДН: в первом из них (рисунок 6б) несколько лучей формируется при использовании всей апертуры ЦАР, в этом случае мощность излучаемого сигнала снижается в M раз. Во втором алгоритме (рисунок 6в) несколько лучей формируется путем разделения апертуры ЦАР в режиме передачи на несколько подрешеток и формировании по одному передающему лучу в каждой подрешетке, при этом мощность излучаемого сигнала и усиление ЦАР снижается в M раз, а прием отраженного сигнала осуществляется всей апертурой ЦАР.

Возможный вариант структуры цифрового формирования излучаемого сигнала в многоэлементной ЦАР приведен на рисунке 7. В каждом канале передающего модуля (ПрМ) установлен ЦАП, частота сигнала с выхода которого преобразуется в полосу рабочих частот в передатчике (ПРД). Структура ПФДН в режиме передачи представляет собой линии управления для передачи отсчетов зондирующего сигнала для ЦАП и синхронизации их работы.



а) б) в)

Рис. 6. Варианты формирования передающих лучей (без соблюдения масштаба): а) один луч; б) два луча со всей ЦАР; в) четыре луча с четырех подрешеток ЦАР

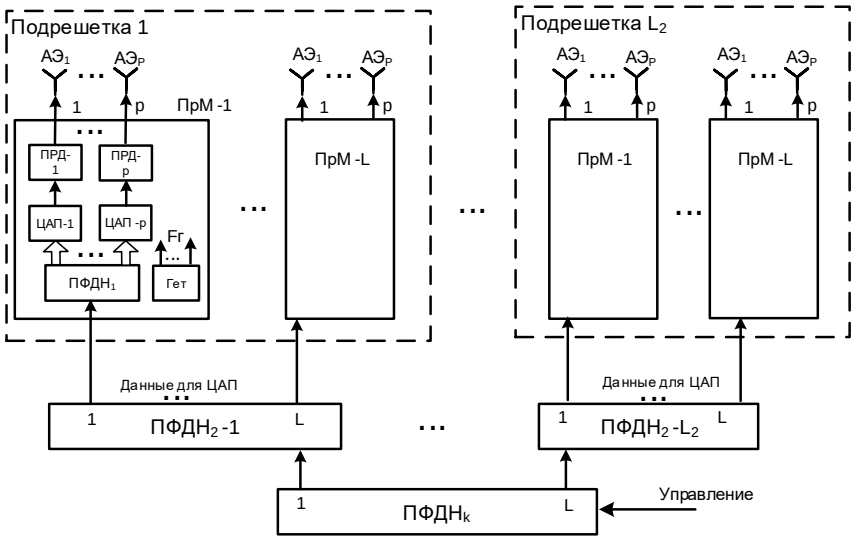


Рис. 7. Вариант структуры построения цифрового формирования излучаемого сигнала в ЦАР

4. Заключение

1. Предложено построение масштабируемой системы ЦДО на основе алгоритма параллельного формирования ДН. Сравнение архитектур построения системы ЦДО для параллельного и последовательного формирования ДН показывает, что применение алгоритма параллельного формирования ДН обеспечивает более высокую надежность системы по сравнению с применением последовательного алгоритма, поскольку отказ одного из последовательно соединенных ПМ приводит к нарушению работы части ПМ, которые связаны с отказавшим.

2. Предложенное построение масштабируемой системы ЦДО обеспечивает возможность построения ЦАР требуемых размеров в соответствии с назначением и ускорение создания новых ЦАР за счет применения унифицированных модулей. Использование предложенной архитектуры системы ЦДО обеспечивает возможность оперативного изменения числа формируемых приемных и передающих лучей в соответствии с особенностями применения ЦАР.

Литература

1. Задорожный В.В., Ларин А.Ю., Оводов О.В., Христианов В.Д. Оптимизация приемных цифровых антенных решеток // Антенны. 2012. № 9, с.24 – 31.

2. Воскресенский Д.И., Добычина Е.М. Цифровые антенные решетки бортовых систем. М.: Радиотехникаю 2020.– 208 с.
3. Диденко Ю.В., Задорожный В.В. и др. Цифровое диаграммообразующее устройство // Общие вопросы радиоэлектроники. Ростов-на-Дону: ФГУП «РНИИРС». 2008. Вып.1, с.220- 225.
4. Стин М., Танненбаум Э.С. Распределенные системы. М.: ДМК Пресс. 2021.– 584с.
5. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Воскресенского Д.И., Канащенкова А.И. – М.: Радиотехника. 2004. – 488 с.
6. Задорожный В.В., Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Помысов А.С. Способ обзора пространства. Патент РФ № 2610833, заявл. 27.10.2015, опубл. 16.02.17.

REFERENCES

1. Zadorozhnyy V.V., Larin A.Yu., Ovodov O.V., Khristianov V.D. Optimization of receiving digital antenna arrays // Antennas. 2012. No. 9, pp. 24-31.
2. Voskresensky D.I., Dobuchina E.M.. Digital antenna arrays of onboard systems. M.: Radio Engineering. 2020.– 208 p.
3. Didenko Yu.V., Zadorozhnyy V.V. Features of the development of high-speed digital signal processing devices on a modern element base // General issues of radio electronics. Rostov-on-Don: FSUE "RNIIRS". 2005. Issue 1. pp.179-196.
4. Steen M., Tannenbaum E.S. Distributed systems. Moscow. DMK Press. 2021.
5. Active phased array antennas / Edited by D.I. Voskresensky, A.I. Kanashchenkov – Moscow. Radio engineering. 2004.
6. Zadorozhnyy V.V., Larin A.Yu., Litvinov A.V., Pomysov A.S.A method of air surveillance. RU Patent No. 2610833, stated. 27.10.2015, publ. 02/16/17.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ ПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ШАРЕ

Д. С. Клюев[1], А. М. Нещерет[1,2], А. И. Половинкин[1],
Ю. В. Соколова[1], И. В. Сушко[1], Д. С. Федоров[1]

[1]ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (ПГУТИ), Самара, РФ
[2]АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (АО «СИП РС»), Самара, РФ

Аннотация. Разработана методика расчета матрицы поверхностных импедансов полоскового излучателя, расположенного на диэлектрическом шаре, связывающей фурье-образ тангенциальной составляющей напряженности электрического поля на поверхности шара и фурье-образ плотности тока на поверхности излучателя. С помощью данной матрицы можно получить интегральные представления электромагнитного поля конформных сферических излучателей различной конфигурации, а также интегральные уравнения относительно плотности тока на их поверхности.

Ключевые слова: конформный излучатель, полосковый излучатель, матрица поверхностных импедансов.

METHOD FOR CALCULATING THE SURFACE IMPEDANCE MATRIX OF A STRIPE RADIATOR LOCATED ON A DIELECTRIC BALL

D. S. Klyuev[1], A. M. Neshcheret [1,2], A. I. Polovinkin[1],
Yu. V. Sokolova[1], I. V. Sushko[1], D. S. Fedorov[1]

[1] Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Russia
[2]JSC “Samara Innovative Business Radio Systems” (JSC “SIB RS”)

Abstract. A method has been developed for calculating the matrix of surface impedances of a strip emitter located on a dielectric ball, connecting the Fourier transform of the tangential component of the electric field strength on the surface of the ball and the Fourier transform of the current density on the surface of the emitter. Using this matrix, it is possible to obtain integral representations of the electromagnetic field of conformal spherical emitters of various configurations, as well as integral equations for the current density on their surface.

Keywords: conformal radiator, strip radiator, surface impedance matrix.

1. Введение

Конформными антеннами называются антенны, полностью повторяющие форму поверхности, на которой они размещены. Форма конформных антенн определяется в первую очередь не электромагнитными, а аэродинамическими требованиями, предъявляемыми к объекту, на котором они размещены. Поэтому основной областью применения таких антенн является военная авиационная и ракетная техника. Однако они также широко применяются и в гражданской авиации, военных судах и наземных транспортных средствах. Несмотря на наличие большого количества публикаций по данной тематике и в России, и за рубежом [1-4], свидетельствующих о том, что конформные антенны сейчас находятся на пике научного интереса, до сих пор подробно

не исследованы вопросы, связанные с формированием характеристик излучения конформных микрополосковых антенн, недостаточно изложены вопросы влияния размеров и геометрии излучателя на характеристики излучения.

Цель: разработка методики расчета матрицы поверхностных импедансов конформного полоскового излучателя, расположенного на диэлектрическом шаре.

2. Постановка задачи

На рисунке 1 представлена геометрия исследуемой структуры. Исследуемая структура представляет собой диэлектрический шар радиусом R с диэлектрической проницаемостью ε_1 и магнитной проницаемостью μ_1. На поверхности шара конформно расположен идеально проводящий прямоугольный излучатель с угловой шириной в азимутальной плоскости $\varphi_2 - \varphi_1$ и с угловой шириной в меридиональной плоскости $\theta_2 - \theta_1$.

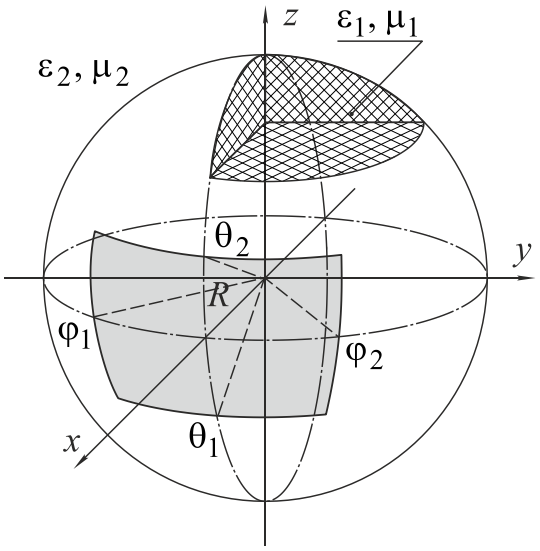


Рис. 1. Геометрия задачи

Векторы напряженности электрического поля $\vec{E}$, магнитного поля и поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ на излучателе представим в виде разложений в ряд Фурье по азимутальной координате φ и в интеграл Фурье по координате z:

$$\vec{E}(r,\theta,\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(im2\theta) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\vec{r}_0 E_r^F(r,m,n) + \right.$$
$$\left. + \vec{\theta}_0 E_\theta^F(r,m,n) + \vec{\varphi}_0 E_\varphi^F(r,m,n) \right) \exp(in\varphi),$$

$$\vec{H}(r,\theta,\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(im2\theta) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\vec{r}_0 H_r^F(r,m,n) + \right.$$
$$\left. + \vec{\theta}_0 H_\theta^F(r,m,n) + \vec{\varphi}_0 H_\varphi^F(r,m,n) \right) \exp(in\varphi),$$

$$\vec{\eta}(\theta,\varphi) = \left[\vec{n}_0, \vec{H}^{(2)}(r=R,\theta,\varphi) - \vec{H}^{(1)}(r=R,\theta,\varphi) \right] =$$
$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(im2\theta) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\vec{\theta}_0 \eta_\theta^F(m,n) + \right.$$
$$\left. + \vec{\varphi}_0 \eta_\varphi^F(m,n) \right) \exp(in\varphi),$$

где

$$\vec{E}^{F}(r,m,n)=\frac{1}{2\pi^{2}}\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}\left(\vec{r}_0E_r(r,\theta',\varphi')+\vec{\theta}_0E_\theta(r,\theta',\varphi')+\right.$$

$$\left.+\vec{\varphi}_0E_\varphi(r,\theta',\varphi')\right)\exp(-im2\theta'-in\varphi')d\theta'd\varphi',$$

$$\vec{H}^{F}(r,m,n)=\frac{1}{2\pi^{2}}\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}\left(\vec{r}_0H_r(r,\theta',\varphi')+\vec{\theta}_0H_\theta(r,\theta',\varphi')+\right.$$

$$\left.+\vec{\varphi}_0H_\varphi(r,\theta',\varphi')\right)\exp(-im2\theta'-in\varphi')d\theta'd\varphi',$$

$$\vec{\eta}^{F}(m,n)=\frac{1}{4\pi^{2}}\int_{\theta_1}^{\theta_2}\int_{\varphi_1}^{\varphi_2}\left(\vec{\theta}_0\eta_\theta(\theta',\varphi')+\right.$$

$$\left.+\vec{\varphi}_0\eta_\varphi(\theta',\varphi')\right)\exp(-im2\theta'-in\varphi')d\theta'd\varphi',$$

$$a=R+d,$$

Где $\vec{r}_0$, $\vec{\theta}_0$, $\vec{\varphi}_0$ – координатные орты; $\vec{H}^{(1)}$, $\vec{H}^{(2)}$ – векторы напряженностей магнитного поля на сферической поверхности $r=R$; $\{E_r,E_\theta,E_\varphi\}$, $\{H_r,H_\theta,H_\varphi\}$, $\{\eta_\theta,\eta_\varphi\}$ — составляющие векторов напряженности электрического поля $\vec{E}$, напряженности магнитного поля $\vec{H}$ и поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ соответственно, $\{E_r^F,E_\theta^F,E_\varphi^F\}$, $\{H_r^F,H_\theta^F,H_\varphi^F\}$, $\{\eta_\theta^F,\eta_\varphi^F\}$ — составляющие векторов фурье-образов напряженности электрического поля $\vec{E}$, напряженности магнитного поля $\vec{H}$ и поверхностной плотности тока $\vec{\eta}$ соответственно.

Здесь и далее верхним индексом в скобках (m) будем обозначать номер соответствующей области: (1) – шар $(r<R)$ и (2) – окружающая его среда ($r>R$).

Плотность тока $\vec{\eta}$ равна нулю всюду кроме поверхности излучателя: $R=r$, $\theta\in[\theta_1,\theta_2]$, $\varphi\in[\varphi_1,\varphi_2]$.

Применим методику, описанную в [5,6], и для дальнейших расчетов будем использовать матрицу поверхностных импедансов, связывающую фурье-образ $\vec{E}_\tau^F=\{E_\theta^F,E_\varphi^F\}$ тангенциальной составляющей напряженности электрического поля $\vec{E}_\tau$ на поверхности шара $r=R$ и фурье-образ $\vec{\eta}^F=\{\eta_\theta^F,\eta_\varphi^F\}$ плотности тока $\vec{\eta}$ на поверхности излучателя следующим образом:

$$\begin{bmatrix}E_\theta^F\\E_\varphi^F\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z_{11}&Z_{12}\\Z_{21}&Z_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\eta_\theta^F\\\eta_\varphi^F\end{bmatrix}. \qquad (1)$$

На первом этапе определяют матрицы входных адмитансов $\left[Y^{(m)}\right]$, связывающие фурье-образы составляющих напряженностей магнитного $\left\{H_\theta^{F(m)}, H_\varphi^{F(m)}\right\}$ и электрического $\left\{E_\theta^{F(m)}, E_\varphi^{F(m)}\right\}$ полей в соответствующих областях.

$$\begin{bmatrix} H_\varphi^{F(m)} \\ H_\theta^{F(m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{(m)} & Y_{12}^{(m)} \\ Y_{21}^{(m)} & Y_{22}^{(m)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\theta^{F(m)} \\ E_\varphi^{F(m)} \end{bmatrix}, \; m = 1, 2.$$

На втором этапе определяют элементы матрицы поверхностных адмитансов $[Y]$ сферы $r = R$:

$$\begin{bmatrix} \eta_\theta^F \\ \eta_\varphi^F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\theta^F \\ E_\varphi^F \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

которые связаны с элементами матрицы входных адмитансов выражением.

$$[Y] = \left[Y^{(2)}\right] - \left[Y^{(1)}\right].$$

На третьем заключительном этапе определяют матрицу $[Z]$, которая, как видно из выражений (1) и (2), является обратной для $[Y]$.

3. Заключение

В работе представлена методика расчета матрицы поверхностных импедансов полоскового излучателя, расположенного на диэлектрическом шаре. С помощью данной матрицы можно получить интегральные представления поля излучения такой структуры, а также интегральные уравнения для определения плотности тока на ее поверхности. Данную методику можно обобщить на диэлектрические объекты более сложной формы, а также объекты из метаматериалов, например, киральных [7-9].

Литература

1. Svezhentsev A.Y. Patch shape influence upon radar cross section of a cylindrical microstrip antenna / A.Y. Svezhentsev, V.V. Kryzhanovskiy // Progress In Electromagnetics Research, 2009, Vol. 15, – Pp. 307-324.
2. Ильин Е.М. Конформные антенные системы – перспективное направление развития бортовых РЛК для беспилотных летательных аппаратов / Е.М. Ильин, А.И. Полубехин, А.Г. Черевко // Вестник СибГУТИ, 2015, № 2. – С. 149-155.
3. Semkin V. Beam switching conformal antenna array for mm-wave communications / V. Semkin, F. Ferrero, A. Bisognin and oth. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, Vol. 15, – Pp. 28-31.
4. Josefsson L. Conformal array antenna theory and design. Piscataway / L. Josefsson, P. Persson. – New Jersey: IEEE Press, Wiley-Interscience, 2006. – 472 p.
5. 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.
6. 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.

7. 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.
8. Аралкин М.В., Дементьев А.Н., Осипов О.В. Математические модели киральных метаматериалов на основе многозаходных проводящих элементов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2020, Т. 23, № 1. - С. 8-19.
9. Аралкин М.В., Дементьев А.Н., Осипов О.В. Исследование электромагнитных характеристик планарных киральных метаструктур на основе составных спиральных компонентов с учетом гетерогенной модели Бруггемана // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2020, Т. 23, № 3. - С. 44-55.

REFERENCES

1. Svezhentsev A.Y. Patch shape influence upon radar cross section of a cylindrical microstrip antenna / A.Y. Svezhentsev, V.V. Kryzhanovskiy // Progress In Electromagnetics Research, 2009, Vol. 15, – Pp. 307-324.
2. Il'Yin E. M. Conformal antenna systems - a promising direction for the development of airborne radar complex UAVs / E.M. Il'Yin, A.I. Polubekhin, A.G. Cherevko // The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science, 2015, No. 2. – Pp. 149-155.
3. Semkin V. Beam switching conformal antenna array for mm-wave communications / V. Semkin, F. Ferrero, A. Bisognin and oth. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, Vol. 15, – Pp. 28-31.
4. Josefsson L. Conformal array antenna theory and design. Piscataway / L. Josefsson, P. Persson. – New Jersey: IEEE Press, Wiley-Interscience, 2006. – 472 p.
5. Neshcheret A.M. Analysis of microstrip antenn as with chiral metamaterials substrates by method of singular integral equations // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2018, Vol. 21, No. 4. - Pp. 6-16.
6. Buzov A.L., Klyuev D.S., Kurushkin M. S., Neshcheret A.M., Usatenko T.O., Kabanov V.A. Methods for solving incorrect tasks of electrodynamic analysis of radiating structures based on chiral metamaterials // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2019, Vol. 22, No. 4-1. - Pp. 7-19.
7. Bespalov A.N., Buzov A.L., Klyuev D.S., Neshcheret A.M. Research of antenna complexes using chiral metamaterials and fractal geometry of radiators for MIMO systems // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2020, Vol. 23, No. 4. - Pp. 97-110.
8. Aralkin M.V., Dement'ev A.N., Osipov O.V. Mathematical models of chiral metamaterials based on multi-turned conductive elements // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2020, Vol. 23, No. 1. - Pp. 8-19.
9. Aralkin M.V., Dement'ev A.N., Osipov O.V. Research of electromagnetic characteristics of planar chiral metastructures based on composite helices components taking into account the heterogeneous Bruggeman model // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2020, Vol. 23, No. 3. - Pp. 44-55.

МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СПЕКТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОИ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГРУНТА НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ КОМПОНЕНТОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ОТРЕЗКОВ ЛИНИЙ, ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННЫХ ИССЛЕДУЕМЫМ ВЕЩЕСТВОМ

Ю. А. Костычов[1], П. П. Бобров[1]

[1] Омский государственный педагогический университет (ОГПУ), Омск, Россия.

Аннотация. В работе дано описание трёх известных методов восстановления значения комплексной диэлектрической проницаемости грунтов, помещенных в измерительные ячейки на основе отрезков длинной линии, по измеренным значениям элементов матрицы рассеяния устройств. Дана количественная оценка точности методов. Проведена апробация методов с помощью натурного и численного экспериментов.

Ключевые слова: комплексная диэлектрическая проницаемость; высокочастотное заземление; грунт; измерительная ячейка.

METHODS FOR RESTORING OF SOIL DIELECTRIC PERMITTIVITY SPECTRA BASED ON MEASUREMENTS OF SCATTERING MATRIX COMPONENTS OF LINE SEGMENTS PARTIALLY FILLED WITH THE SUBSTANCE RESEARCHED

Y. A. Kostychov[1], P. P. Bobrov[1]

[1]Omsk State Pedagogical University (OSPU), Omsk, Russia

Abstract. The article describes three well-known methods for recovering value data of the complex dielectric permittivity of soil, placed in the measuring cells based on segments of a long line, from it scattering matrix measurements. A quantitative assessment of the accuracy of the methods is given. The methods were tested both experimentally and numerically.

Keywords: complex dielectric constant; high frequency grounding; the soil; measuring cell.

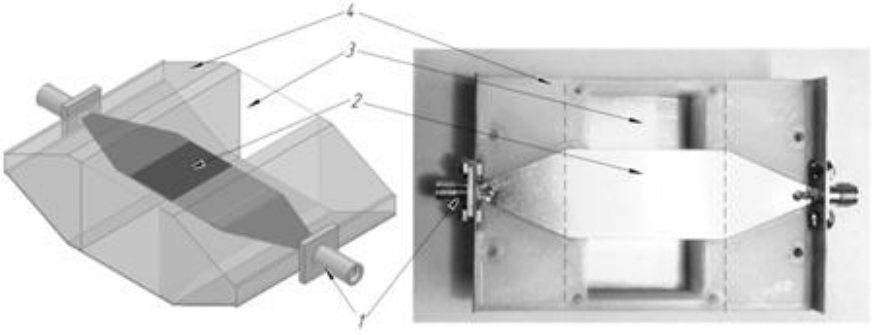
1. Введение

Эффективная и безопасная работа электроустановок, комплексов сотовой и радиосвязи, антенно-фидерных устройств возможна лишь при использовании надёжных и качественных систем высокочастотного заземления. Характеристики и конструкция последних (количество заземляющих электродов и шин, их высокочастотное (ВЧ) сопротивление растеканию тока и т.п.) обусловлены свойствами грунта [1,2] (его комплексной диэлектрической проницаемости (КДП) $\varepsilon=\varepsilon'-i\varepsilon''$, где $i^2=-1$). Поэтому проектирование стационарных и размещение мобильных установок, нуждающихся в ВЧ заземлении, на грунте с априорно неизвестными характеристиками требует оперативного и достоверного их измерения. Кроме того, широкополосные спектры КДП позволяют оценивать содержание глины в почвах [3].

Таким образом, разработка методов оперативного измерения спектра КДП в широком диапазоне частот (от единиц кГц до тысяч МГц) является актуальной задачей. Известны способы широкополосного измерения КДП почв [4-6], последние выполняют с помощью измерительных ячеек (ИЯ) – устройств на основе отрезка длинной линии, подключаемого началом и концом к высокочастотным разъёмам и имеющего рабочую

область, куда помещают пробы почв (см. рис.1). Конструкция ИЯ выбирается исходя из возможности размещения в области измерений почвенных агрегатов, а также высокочастотных характеристик ИЯ (критическая частота возникновения высших мод, уровень согласования, равномерность АЧХ, линейность ФЧХ и т.п.). В настоящей работе были использованы ИЯ, описанные в [4] и [7], выполненные на основе коаксиальной и симметричной полосковой линий.

Целью работы стало проведение экспериментальной апробации известных методов измерения КДП почв с помощью ИЯ на основе коаксиальной и симметричной полосковой линий. Были выполнены натурный и вычислительный эксперименты (последний с помощью пакета прикладных программ, реализующего метод конечных элементов) с построением электродинамических моделей (рис. 1 и 2 а) и изготовлением прототипов ИЯ (рис. 1 и 2 б).

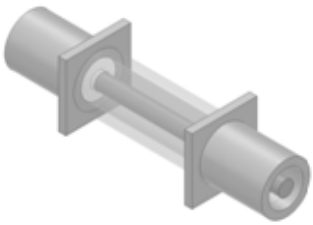


а



б

Рис. 1. Вид ИЯ на основе симметричной полосковой линии: электродинамической модели и прототипа в разобранном состоянии (а): 1 – СВЧ разъём, 2 – центральная полоска, 3 – рабочая область, 4 – переходная область; изготовленный прототип ячейки (б) с помещенным в область измерения грунтом (неполная загрузка в демонстративных целях)



а



б

Рис. 2. Вид ИЯ на основе коаксиальной линии: электродинамической модели и прототипа в разобранном состоянии (а): 1,2 – СВЧ разъём

Измерение характеристик почвы (КДП) выполняют косвенно по прямо измеренным элементам матрицы рассеяния (S_{11} и S_{12} – комплексные величины) с помощью векторного анализатора цепей. Широкое распространение получили три метода такого восстановления ε' и ε''. Например, в [8,9] описан метод I восстановления действительной части КДП по электрическому укорочению отрезка длинной линии,

заполненной измеряемым материалом (в нашем случае почвой), сущность которого отражена в формуле:

$$\varepsilon' = \left(\frac{\arg(S_{12})}{\beta_0 L}\right)^2, \quad (1)$$

где L – физическая длина отрезка области измерений, β_0 – коэффициент фазы постоянной распространения γ электромагнитной волны в свободном пространстве ($\gamma=\alpha+i\beta$).

Другой метод II явного восставновления КДП по элементам матрицы рассеяния описан в [10,11] и основан на описании отрезка длинной линии (области измерений) с помощью *ABCD*-матрицы [*A*], с учётом связи её элементов с элементами матрицы рассеяния:

$$[A] = \begin{bmatrix} ch(\gamma l) & Z' sh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z'} sh(\gamma l) & ch(\gamma l) \end{bmatrix} = \frac{1}{2S_{12}} \begin{bmatrix} 1 - S_{11}^2 + S_{12}^2 & (1+S_{11})^2 - S_{12}^2 \\ (1-S_{11})^2 - S_{12}^2 & 1 - S_{11}^2 + S_{12}^2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $Z' = W/W_0$, W и W_0 – волновое сопротивление линии (в области измерений) с заполнением материалом и без.

Приравнивая элементы матриц из (2) и разрешая полученные уравнения, выражают постоянную распространения:

$$\gamma = \frac{i}{L} ln\left(A_{11} + \sqrt{A_{12} \cdot A_{21}}\right). \quad (3)$$

В соответствии представлению $\gamma = i\sqrt{\varepsilon}\beta_0$ значения действительной и мнимой части КДП принимают вид:

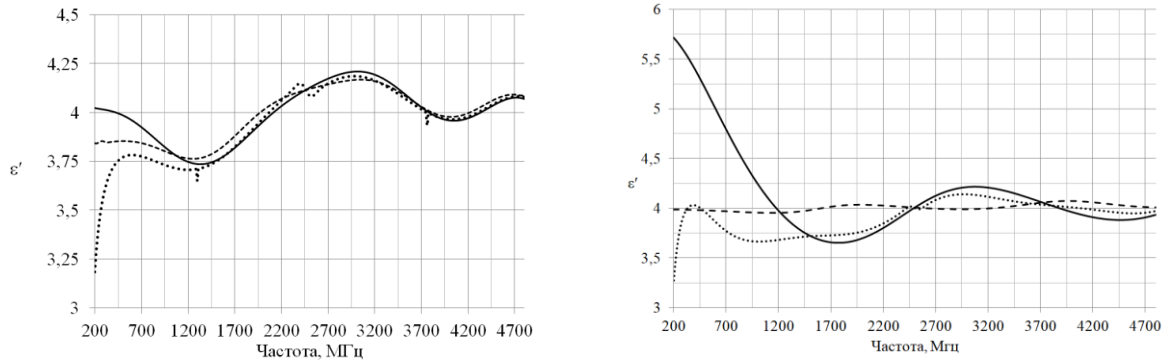
$$\varepsilon' = \frac{\beta^2 - \alpha^2}{\beta_0^2}, \qquad \varepsilon'' = \frac{2\alpha\beta}{\beta_0^2}. \quad (4)$$

Третий упомянутый метод III восстановления значений КДП по измеренным величинам элементов матрицы рассеяния является неявным и описан в источниках [4,12,13]. Он заключается в представлении процесса прохождения (и частичного отражения) электромагнитной волны через область измерений с помощью френелевских коэффициентов пропускания (T_1, T_2) и отражения (Γ_1, Γ_2) на границах входа и выхода из области измерений. Сформулированное на основании этого уравнение (5) решается неявно методами оптимизации с последующим выражением КДП через постоянную распространения.

$$S_{12} = \frac{T_1 T_2 \exp(\gamma L)}{1 - \Gamma_1 \Gamma_2 \exp(\gamma L)}. \quad (5)$$

2. Результаты и их обсуждение

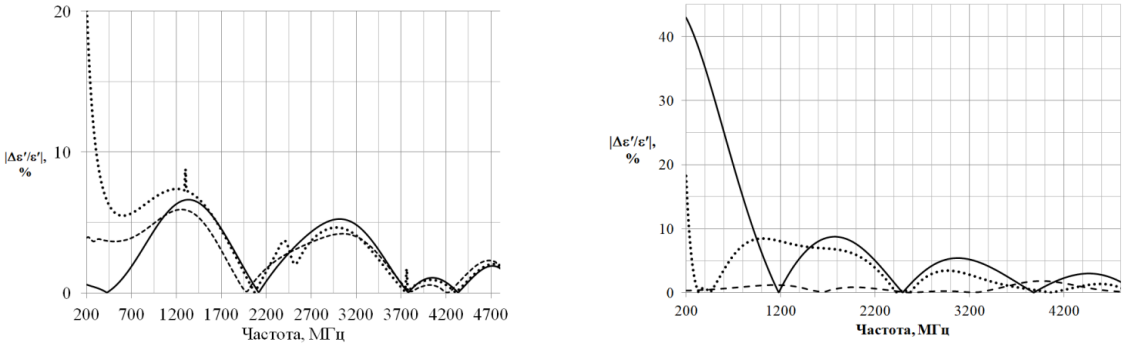
Вычислительный эксперимент был проведен при заполнении области измерений материалом, близким по свойствам песчаной сухой почве с заданными характеристиками: относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon'=4$ и удельной проводимостью $\sigma=0.01$ См/м постоянными по частоте. В результате электродинамического моделирования методами конечных элементов были получены значения элементов матрицы рассеяния для области измерений. Затем, согласно описанным трём методам, были восстановлены значения КДП материала, заполнявшего область измерений. Результаты восстановления для действительной части КДП приведены на рис.3а и рис.3б для ИЯ на основе симметричной полосковой и коаксиальной линиях, соответственно.



а) б)

Рис.3. Значения действительной части КДП восстановленные методами I (сплошная линия), II (линия точек) и III (линия штрихов) по результатам моделирования

Относительные отклонения действительной части КДП от заданных в электродинамической модели для ИЯ на основе симметричной полосковой и коаксиальной линиях приведены на рис.4а и рис.4б, соответственно.



а *б*

Рис.4. Значения относительных отклонений (в %) действительной части КДП восстановленные методами I (сплошная линия), II (линия точек) и III (линия штрихов)

Экспериментальная апробация методов I-III была проведена на речном песке (влажность 20%), результаты по действительной части КДП приведены на рис.5

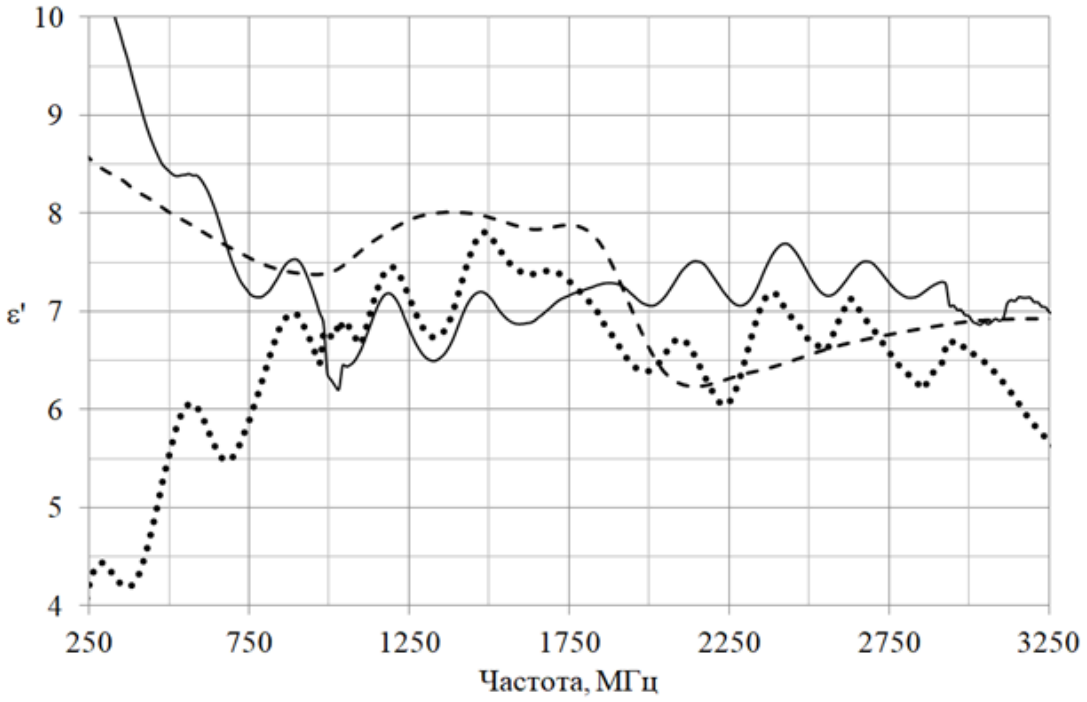


Рис.5. Значения действительной части КДП восстановленные методами I (сплошная линия), II (линия точек) и III (линия штрихов) по результатам натурного эксперимента

3. Заключение

Анализ результатов экспериментов (как натурного, так и вычислительного) показал, что с увеличением частоты точностные характеристики всех трёх методов возрастают. Это может быть объяснено тем, что модель длинной линии более корректно описывает ИЯ при достаточной электрической длине.

Сопоставление данных рис.4а и рис.5 показывает, что все три метода I-III отличаются высокой точностью (относительное отклонение определения ε′ не более 7%) и дают близкие результаты (относительные отклонения определения ε′ не более 10% от среднего результата) на частотах выше 1 ГГц.

Наилучшими же точностными и широкополосными характеристиками отличается метод III, в котором использовано неявное решение путём оптимизации. Метод III существенно превосходит аналоги по широкополосности за счёт эффективной работы на низких частотах, где электрическая длина области измерений уменьшается. Метод III показал свою эффективную работу с обоими типами ячеек (как на основе коаксиальной, так симметричной полосковой линий), что позволяет рекомендовать его как наиболее предпочтительный.

4. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-27-10037, https://rscf.ru/project/23-27-10037/.

Литература

1. Grcev L., Cooray V. High-frequency grounding // Lightning Protection. – IET, 2010. – pp. 503-529.
2. Caetano C.E.F. A Simplified Method for Calculating the Impedance of Vertical Grounding Electrodes Buried in a Horizontally Stratified Multilayer Ground / Batista R., Paulino J.O.S., Boaventura W.C., ILopes. J.S. and Cardoso E.N.// 2018 34th International Conference on Lightning Protection (ICLP), Rzeszow, Poland, 2018, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICLP.2018.8503460.
3. Бобров П.П., Беляева Т.А., Крошка Е.С., Родионова О.В. Использование моделей диэлектрических смесей для оценки содержания глины в сухих почвах //Техника радиосвязи. 2023. Вып. 4 (59). С. 79-90.
4. Bobrov P.P., Repin A.V. and Rodionova O.V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 53, no. 5, pp. 2366-2372, May 2015, doi: 10.1109/TGRS.2014.2359092.
5. Gallagher C.P. Broadband Stripline Technique for Characterizing Relative Permittivity and Permeability / Cole N., Savage P.P., McKeever C., Sambles J.R., and Hibbins A.P. // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. 2019. Vol. 67, No. 1, P. 231 – 238. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2851563
6. Funk D.B., Gillay Z. and Meszaros P. Unified moisture algorithm for improved RF dielectric grain moisture // Meas. Sci. Tech. 2007. 18: 1004 - 1015. DOI:10.1088/0957-0233/18/4/007
7. Бобров П.П., Костычов Ю.А., Кривальцевич С.В., Родионова О.В. «Устройство для измерения спектров диэлектрической проницаемости почв в широкой полосе частот на основе симметричной полосковой линии» RU 2810948 Опубл. 09.01.2024 Бюл.№1
8. Robinson D.A. A Review of Advances in Dielectric and Electrical Conductivity Measurement in Soils Using Time Domain Reflectometry / Jones S.B., JWraith. M., Or D., Friedman S.P. //Vadose Zone Journal 2003: 2 (4): 444–475. doi: https://doi.org/10.2113/2.4.444

9. Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Изд-во ГИФМЛ, 1963. 404 с.
10. Cai L., Jiang Z. H. and Hong W. Broadband Measurement of Substrate Complex Permittivity Using Optimized ABCD Matrix // IEEE Access, vol. 8, pp. 224513-224521, 2020, doi:10.1109/ACCESS.2020.3044699.
11. Завьялов А.С., Дунаевский Г.Е., Корогодов В.С. Измерение параметров материалов на сверхвысоких частотах:(учебное пособие). (1985).

REFERENCES

1. Grcev L., Cooray V. High-frequency grounding // Lightning Protection. – IET, 2010. – pp. 503-529.
2. Caetano C.E.F. A Simplified Method for Calculating the Impedance of Vertical Grounding Electrodes Buried in a Horizontally Stratified Multilayer Ground / Batista R., Paulino J.O.S., Boaventura W.C., ILopes. J.S. and Cardoso E.N.// 2018 34th International Conference on Lightning Protection (ICLP), Rzeszow, Poland, 2018, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICLP.2018.8503460.
3. Bobrov P.P., Belyaeva T.A., Kroshka E.S., Rodionova O.V. Using models of dielectric mixtures to estimate the clay content in dry soils // Radio communication technology. 2023. Issue. 4 (59). pp. 79-90.
4. Bobrov P.P., Repin A.V. and Rodionova O.V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 53, no. 5, pp. 2366-2372, May 2015, doi: 10.1109/TGRS.2014.2359092.
5. Gallagher C.P. Broadband Stripline Technique for Characterizing Relative Permittivity and Permeability / Cole N., Savage P.P., McKeever C., Sambles J.R., and Hibbins A.P. // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. 2019. Vol. 67, No. 1, P. 231 – 238. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2851563
6. Funk D.B., Gillay Z. and Meszaros P. Unified moisture algorithm for improved RF dielectric grain moisture // Meas. Sci. Tech. 2007. 18: 1004-1015. DOI:10.1088/0957-0233/18/4/007
7. Bobrov P.P., Kostychov Yu.A., Krivaltsevich S.V., Rodionova O.V. “Device for measuring spectra of dielectric constant of soils in a wide frequency band based on a symmetrical strip line” RU 2810948 Publ. 01/09/2024 Bulletin No. 1
8. Robinson D.A. A Review of Advances in Dielectric and Electrical Conductivity Measurement in Soils Using Time Domain Reflectometry / Jones S.B., J.Wraith. M., Or D., Friedman S.P. //Vadose Zone Journal 2003: 2 (4): 444–475. doi: https://doi.org/10.2113/2.4.444
9. Brandt A. A. Research of dielectrics at ultrahigh frequencies. M.: Publishing house GIFML, 1963. 404 p.
10. L. Cai, Z. H. Jiang and W. Hong, “Broadband Measurement of Substrate Complex Permittivity Using Optimized ABCD Matrix,” IEEE Access, vol. 8, pp. 224513-224521, 2020, doi:10.1109/ACCESS.2020.3044699.
11. Zavyalov A.S., Dunaevsky G.E., Korogodov V.S. Measuring parameters of materials at ultrahigh frequencies: (textbook). (1985).

12. Ghodgaonkar D.K., Varadan V.V. and. Varadan V.K. Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, no. 2, pp. 387-394, April 1990, doi: 10.1109/19.52520.

13. Aris M.A.B., Ghodgaonkar D.K. and Khadri N. Nondestructive and noncontact dielectric measurement methods for low-loss liquids using free space microwave measurement system in 8 - 12.5 GHz frequency range // 2004 RF and Microwave Conference (IEEE Cat. No.04EX924), Selangor, Malaysia, 2004, pp. 182-189, doi: 10.1109/RFM.2004.1411104.

МИНИАТЮРИЗАЦИЯ УКВ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОИ АНТЕННЫ ПРИ ПОМОЩИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИИ

А. Ю. Болгов[1], Г. К. Усков[1], Д. П. Кондратьев[1,2], С. Е. Нескородов[1,2]

[1]ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия
[2]Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО "Концерн "Созвездие"), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассмотрен способ уменьшения геометрических размеров логопериодической антенны при помощи использования вибраторов, основанных на самоподобных кривых. Представлены результаты моделирования логопериодической антенны с частично фрактальным исполнением.

Ключевые слова: логопериодическая антенна; самоподобные структуры; линейные фрактальные излучающие структуры; фрактальные излучатели; ультракороткие волны.

MINIATURIZATION OF A VHF LOG-PERIODIC ANTENNA USING FRACTAL GEOMETRY

A. U. Bolgov[1], G.K. Uskov[1], D. P. Kondratyev[1,2], S. E. Neskorodov[1,2]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie" (JSC "Concern Sozvezdie"), Voronezh, Russia

Abstract. In this paper, a method of reducing the geometric dimensions of a log-periodic antenna by using vibrators based on self-similar curves is considered. Simulation results of a log-periodic antenna with partially fractal performance are presented.

Keywords: Log-periodic antenna; self-similar structures; linear fractal radiating structures; fractal radiators; ultrashort waves.

1. Введение

Совершенствование характеристик современных систем связи — это часть непрерывного процесса их эволюции. Для антенной техники УКВ-диапазона одной из приоритетных задач является миниатюризация без ухудшения характеристик излучения. Фрактальные структуры являются одним из способов миниатюризации, хотя на данный момент они наиболее часто используются в печатном исполнении антенн СВЧ-диапазона [1-2].

В данной работе предложена логопериодическая антенна (ЛПА), у которой часть наибольших вибраторов выполнена при помощи фрактальный геометрии. Приведены результаты моделирования показывающие, что полученная антенна не уступает по характеристикам классической ЛПА.

2. Проектирование и моделирование ЛПА

Проектирование антенн в УКВ диапазоне зачастую имеет проблемы, связанные с размещением на объекте базирования, так как геометрические размеры могут достигать нескольких метров. Поэтому разработчики используют различные способы уменьшения габаритов антенн. Одним из вариантов миниатюризации, распространенным для излучателей СВЧ диапазона, является использование

фрактальных структур. Однако данный способ применим и для антенн более низких частот проволочного типа.

Предложенная ЛПА имеет классическую геометрию: двупроводную цилиндрическую линию в качестве питающей линии, и 7 пар вибраторов [3]. Отличительной особенностью являются три последние пары вибраторов, имеющие форму, основанную на различных типах фрактальных кривых, а именно, кривой типа дерево, Мура и Коха [4] (рис. 1). Внешний питающий фидер проложен внутри одной из направляющих и подключается к антенне со стороны коротких вибраторов. Общая длина составила 490 мм. Для сравнения характеристик и выигрыша в размерах используется классическая ЛПА, имеющая аналогичное расположение вибраторов.

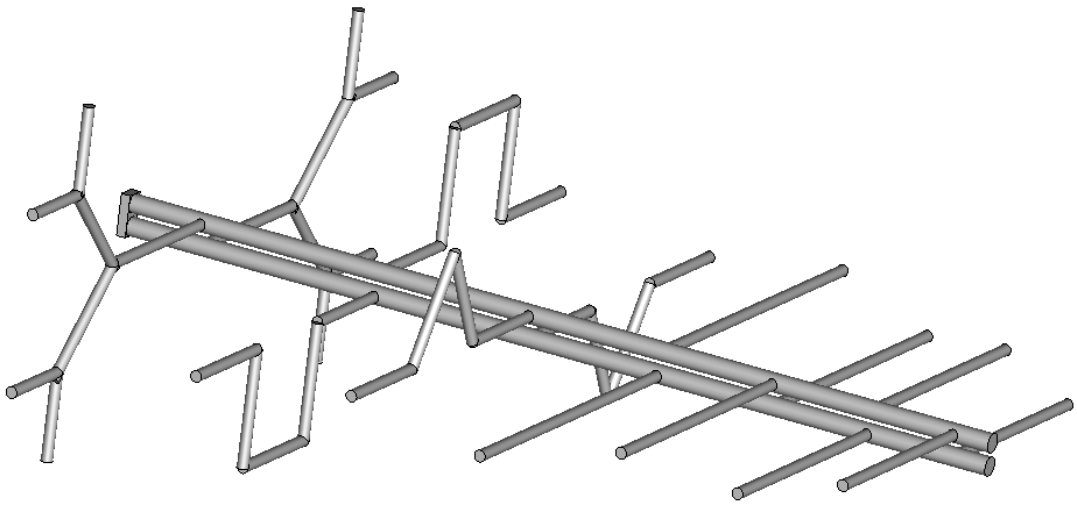


Рис. 1. Логопериодическая антенна с частично-фрактальным исполнением

Длины вибраторов предложенной и классической ЛПА представлены в таблице 1. Видно, что набольшее сокращение коснулось первого излучателя и составило 37%, для второго — 26%, для третьего — 16%. Остальные вибраторы обоих антенн идентичны.

Таблица 1. Длины вибраторов

№ вибратора	Длина вибраторов, мм	
	Классическая ЛПА	Предложенная ЛПА
1	580	370
2	500	370
3	430	370
4	370	370
5	318	318
6	273	273
7	235	235

Моделирование антенн осуществлялось в CST Studio Suite. На рисунке 2 показаны характеристики согласования, показывающие, что использование фрактальной геометрии практически не изменило рабочую полосу. Перекрытие (отношение верхней частоты к нижней) в обоих случаях составило 1,77. КСВН не превышает 2 во всём диапазоне частот 260..460 МГц. Коэффициент усиления (КУ) в направлении максимума излучения не менее 6 дБи (рис. 3). КУ классической ЛПА на частотах в области

длинных вибраторов больше на 0,5..1 дБ, что объясняется более широкой диаграммой направленности в угломестной плоскости у фрактальных излучателей. Обобщая, можно констатировать, что излучающие характеристики обеих антенн эквивалентны.

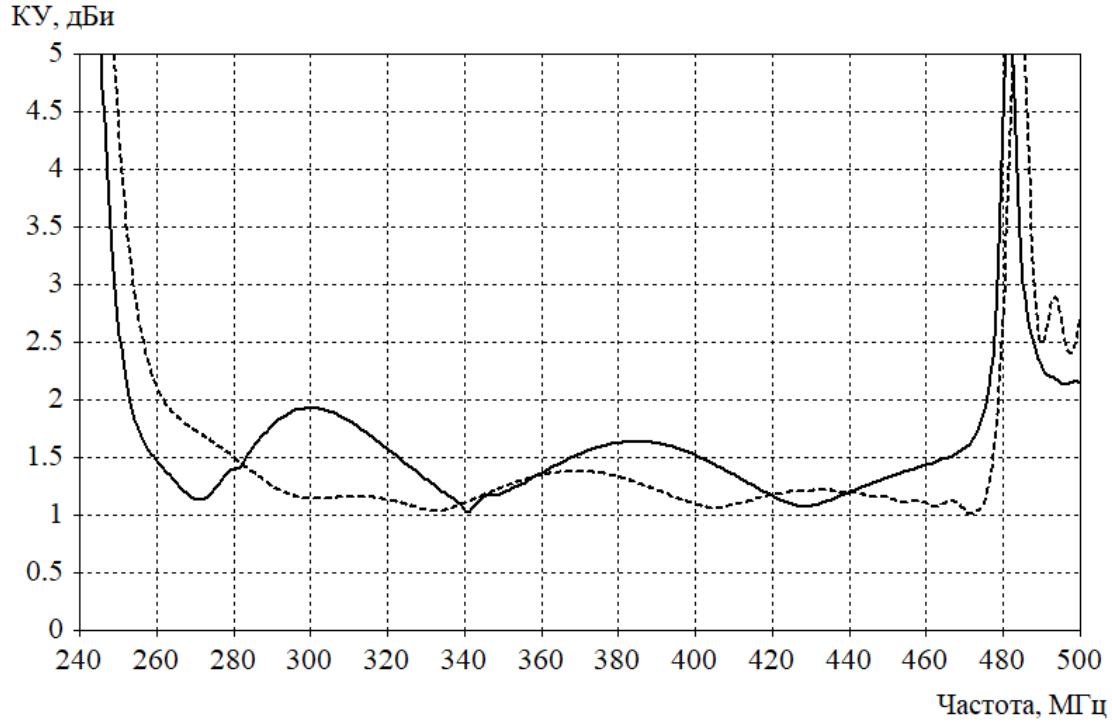


Рис. 2. Зависимость КСВН от частоты. Сплошная линия – предложенная антенна, пунктир – классическая ЛПА.

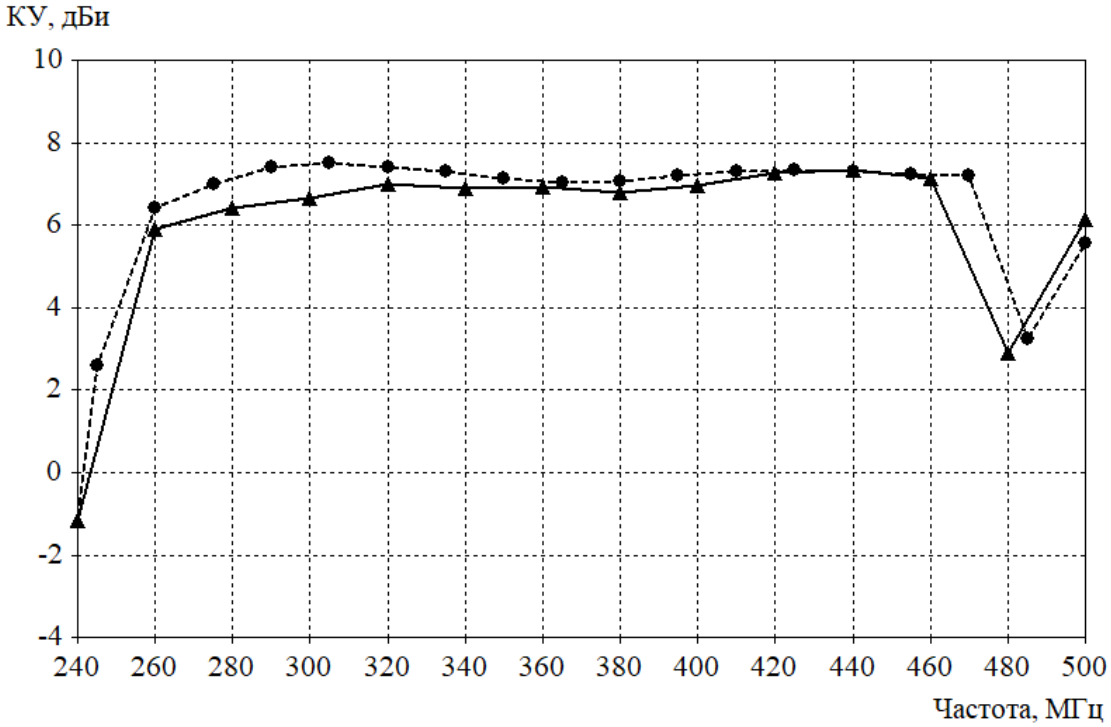


Рис. 3. Зависимость КУ от частоты. Сплошная линия – предложенная антенна, пунктир – классическая ЛПА.

3. Заключение

Необходимость «экономии» размеров излучателей вынуждает прибегать к различным методам миниатюризации антенн. Показана возможность применения самоподобной геометрии для проволочных антенн УКВ диапазона. Спроектированная логопериодическая антенна имеет диапазон рабочих частот от 260 до 460 МГц с КСВН менее 2 и КУ более 6 дБи. Рассматриваемая конструкция позволяет уменьшить длины излучателей ЛПА до 37%, и, тем самым, уменьшить общий размер всей антенны при сохранении характеристик согласования и излучения.

4. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2023-2025 годы, проект NºFZGU-2023-0006.

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

Литература

1. Kikkawa T., Kimoto K, and Watanabe S., Ultrawideband Characteristics of fractal Dipole Antennas Integrated on Si for ULSI Wireless Interconnections // IEEE Electron Device Letters. 2005 V. 26 № 10. P.767-769
2. Вдовина Г.М. Краткий обзор результатов исследования новых методов генерации, передачи и приёма колебаний и волн на основе методов фрактальной геометрии // Известия вузов. ПНД. 2020. Т. 28, № 1. С. 8–28.
3. Balanis C. A. Antenna theory. Analysis and design. Hoboken: John Willey & Sons, 2005. – 1073 p.
4. Усков Г.К., Нескородов С.Е., Кондратьев Д.П., Болгов А.Ю. Сравнительный анализ резонансных частот линейных фрактальных излучателей // VI научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2023. Физика и технические приложения волновых процессов ФиТПВП-2023: материалы XX Международной научно-технической конференции, 2023 Т.3., С. 178-179.

References

1. Kikkawa T., Kimoto K, and Watanabe S., Ultrawideband Characteristics of fractal Dipole Antennas Integrated on Si for ULSI Wireless Interconnections // IEEE Electron Device Letters. 2005 V. 26 № 10. P.767-769
2. Vdovina, G.M. A brief review of the results of research of new methods of generation, transmission and reception of oscillations and waves on the basis of fractal geometry methods.Receiving oscillations and waves on the basis of fractal geometry methods // Izvestia Vuzovia Vuzov. PND. 2020. T. 28, № 1. C. 8-28.
3. Balanis C. A. Antenna theory. Analysis and design. Hoboken: John Willey & Sons, 2005.- 1073 p.
4. Uskov G.K., Neskorodov S.E., Kondratiev D.P., Bolgov A.Yu. Comparative analysis of resonant frequencies of linear fractal radiators // VI Scientific Forum Telecommunications: Theory and Technology TTT-2023. Physics and Technical Applications of Wave Processes FiTPVP-2023: Proceedings of the XX International Scientific and Technical Conference, 2023 T.3., P. 178-179.

МНОГОЛУЧЕВАЯ MIMO АНТЕННАЯ СИСТЕМА ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОГО ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА

Д. К. Проскурин[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье представлена модель разработанной многолучевой MIMO антенной системой полноазимутального обзора пространства с 32 веерными лепестками. Её назначение – использование в бортовой аппаратуре управления и передачи данных.

Ключевые слова: антенная система, линза Люнеберга, полоса рабочих частот, диаграмма направленности.

MULTIPATH MIMO ANTENNA SYSTEM FOR FULL AZIMUTHAL SPACE SURVEY

D. K. Proskurin[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This report presents a model of the developed multipath MIMO antenna system for a full-azimuthal view of space with 32 fan lobes. Its purpose is to be used in on–board control and data transmission equipment.

Keywords: antenna system, Luneberg lens, operating frequency band, radiation pattern.

1. Введение

Антенная системы предназначена для использования в бортовой аппаратуре управления и передачи данных; малая высота антенны позволяет расположить ее на БПЛА самолетного и вертолетного типа. Разработанная многолучевая MIMO антенная система полноазимутального обзора пространства с 32 веерными лепестками создана на основе ТЕМ- рупора в виде фигуры вращения с экспоненциальным раскрывом и полноазимутальной плоской линзы Люнеберга.

2. Разработка антенной системы

Полоса рабочих частот антенной системы, определяемая по критериям сохранения формы и параметров ДН, хорошего согласования и суммарного КПД не менее 50% - от 4.5 до 6 ГГц. Диаметр основания антенны – 362 мм, полная высота – 48.2 мм (рис. 1).

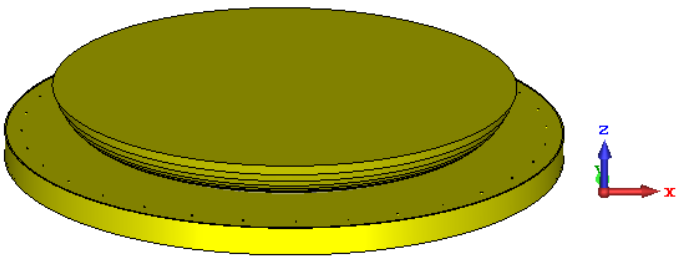


Рис. 1. Модель полноазимутальной многолучевой антенны.

Разрез антенны показан на рис. 2, основные детали ее конструкции приведены на рис. 3 - 8.

Основные характеристики многолучевой антенной системы приведены на рис. 9 - 14.

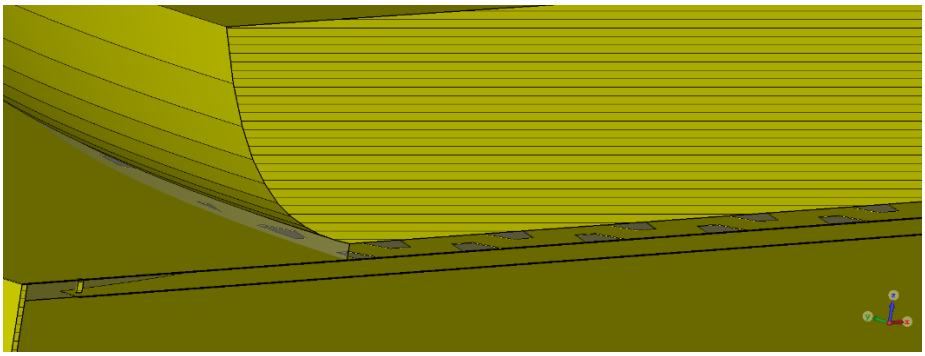


Рис. 2. Вертикальный разрез многолучевой антенны.

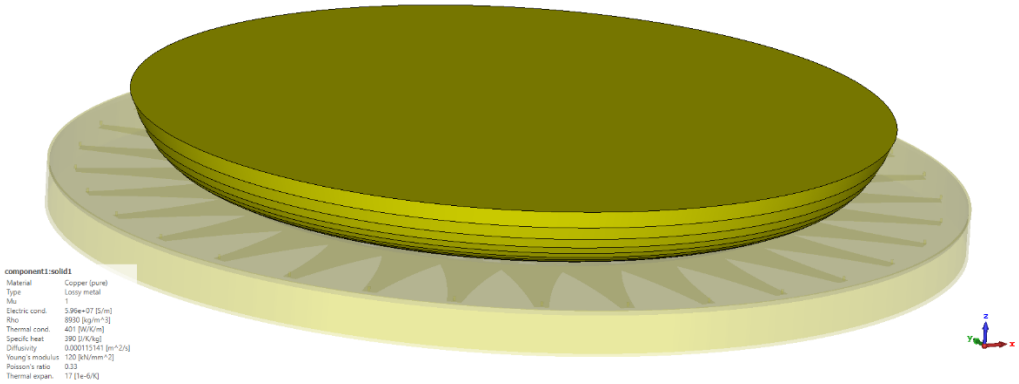


Рис. 3. «Чашка», образующая ТЕМ- рупор в виде фигуры вращения с экспоненциальным раскрывом. Максимальный раскрыв рупора – 30 мм.

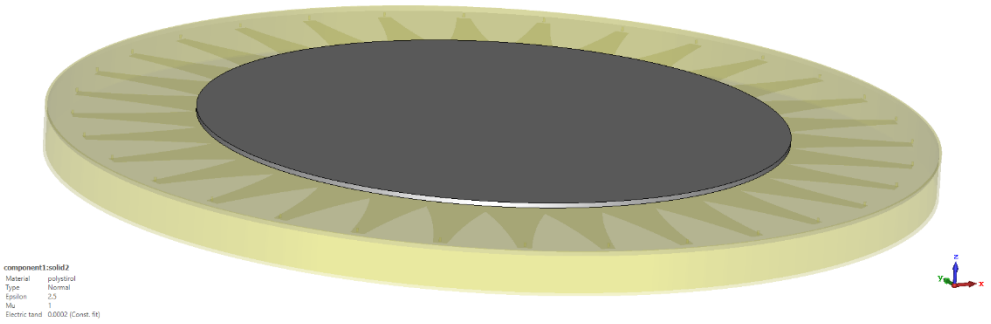


Рис. 4. Удалена «чашка», следующий слой – 2 мм полистироловый лист.

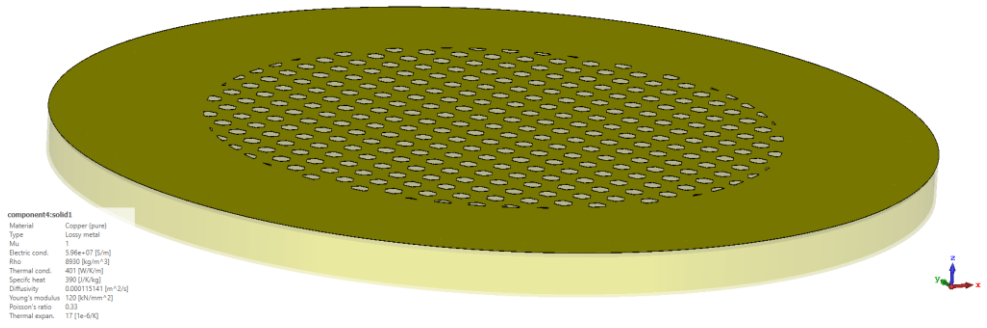


Рис. 5. Удалена «чашка», удален 2 мм полистироловый лист, следующий слой – экран с перфорацией.

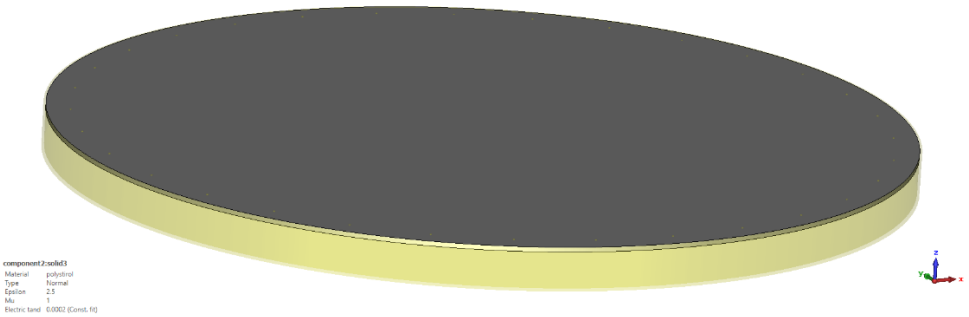


Рис. 6. Удалены «чашка», 2 мм полистироловый лист, экран с перфорацией, следующий слой – 2 мм полистироловый лист.

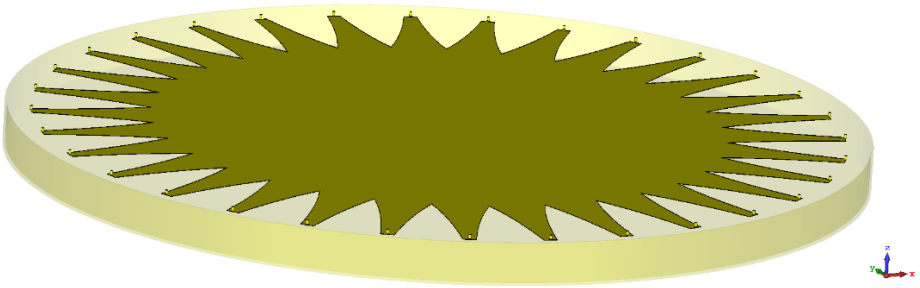


Рис. 7. Удалены «чашка», 2 мм полистироловый лист, экран с перфорацией, 2 мм полистироловый лист, следующий слой – земля линзы и полосковые экспоненциальные трансформаторы.

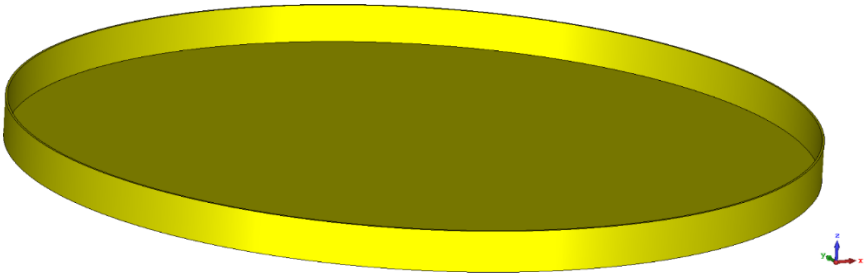


Рис. 8. Нижний слой – металлическая коробка с круглым основанием

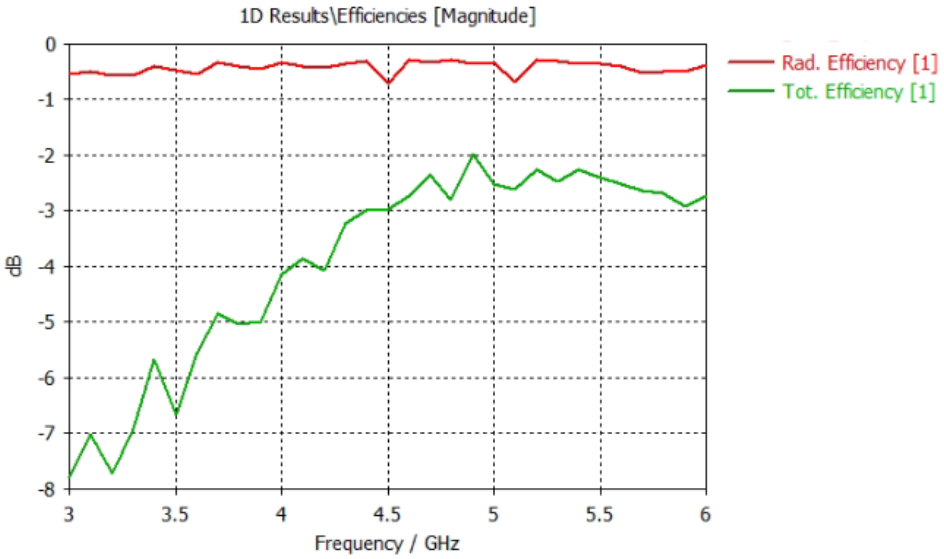


Рис. 9. Потери в материалах и суммарные потери, дБ для одного из 32 входов антенной системы.

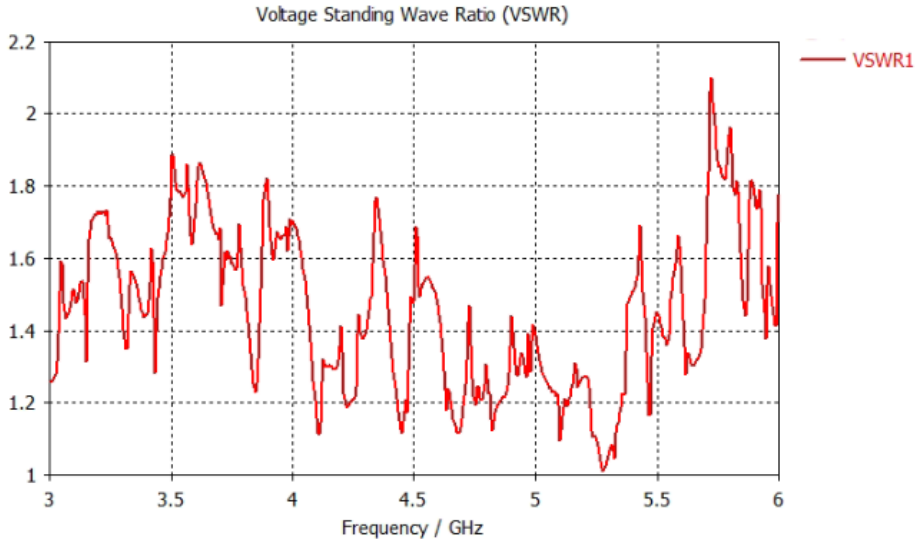


Рис. 10. Частотные зависимости КСВН для одного из 32 входов антенной системы.

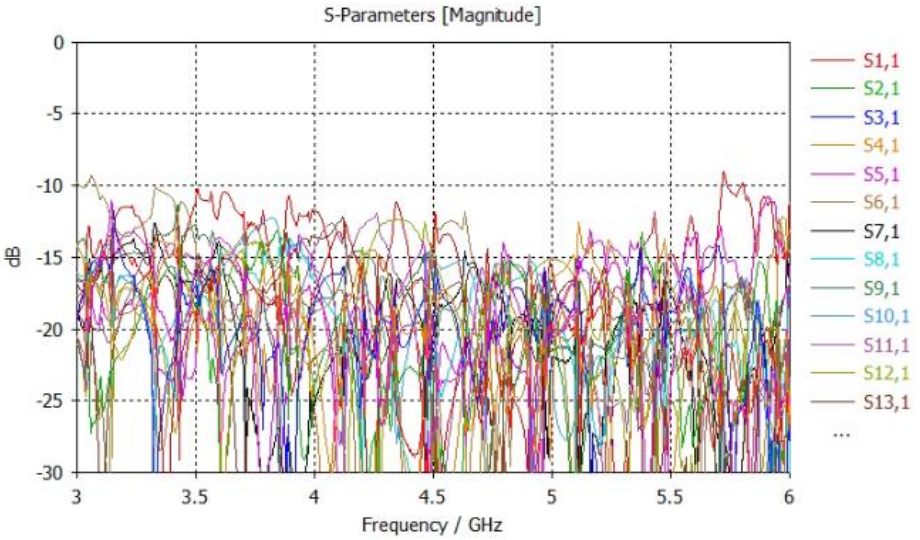
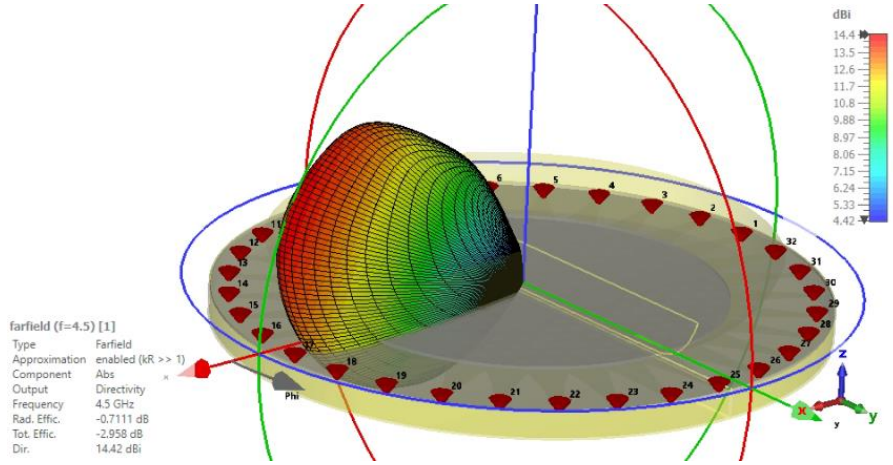
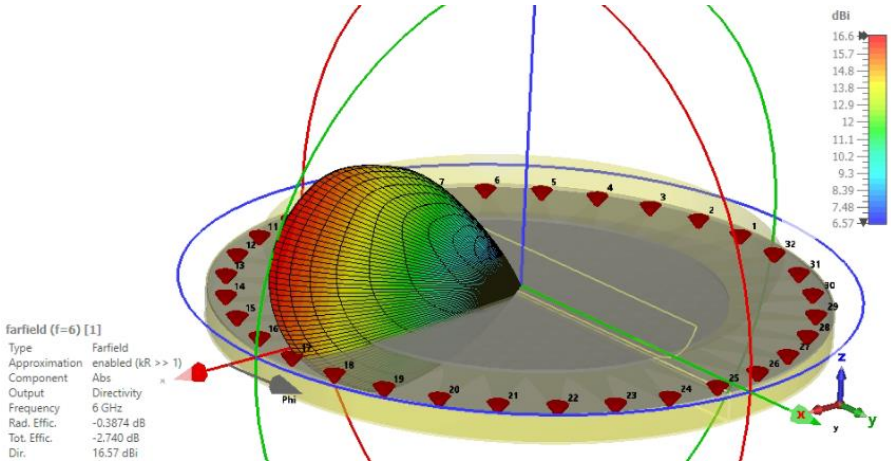


Рис. 11. S- параметры антенной системы.



(а)



(б)

Рис. 12. ДН в объеме на частотах 4.5 (а), 6 ГГц (б).

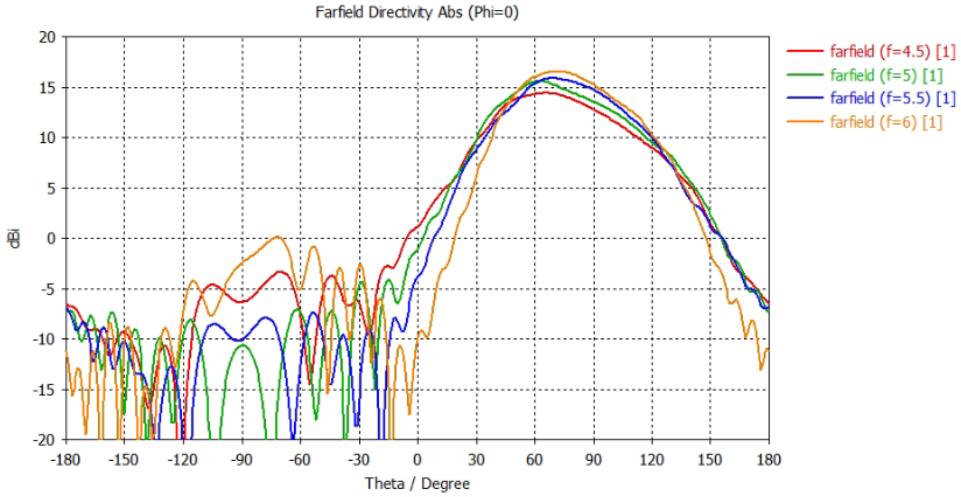


Рис. 13. ДН в угло-местной плоскости на частотах 4.5, 5, 5.5, 6 ГГц.

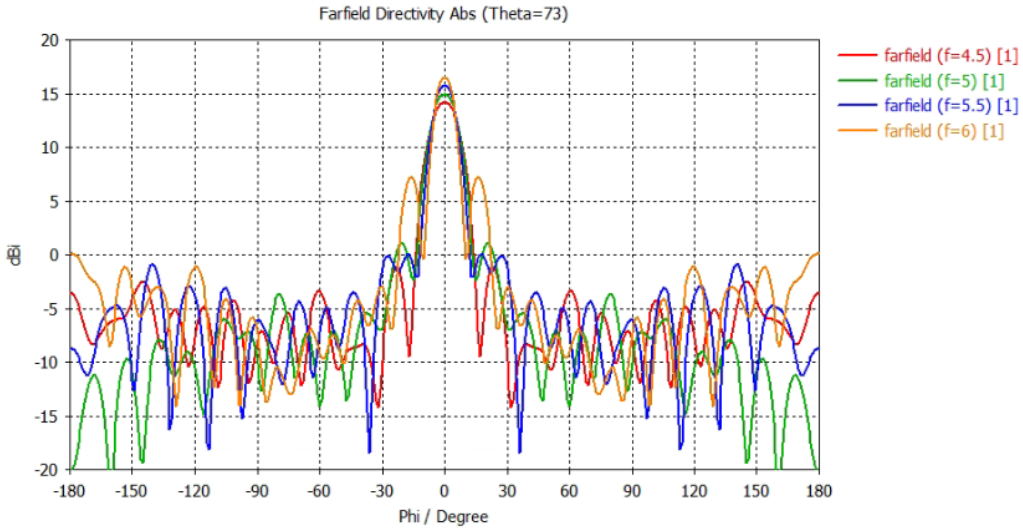


Рис. 14. ДН в азимутальной плоскости на частотах 4.5, 5, 5.5, 6 ГГц.

3. Заключение

В заключении настоящего раздела отметим достоинства разработанной конструкции антенны:

1) полноазимутальная многолучевая антенна не содержит дефицитных и дорогих материалов, при ее реализации используются медная фольга и листовой полистирол толщиной 2 мм;

2) антенна располагается вниз «чашкой» на БПЛА и служит для приема сигналов управления и передачи данных;

3) антенна может работать в режиме MIMO (32 канала), что дает существенный выигрыш в помехоустойчивости в условиях городской застройки и пересеченной местности;

4) за счет формирования веерных ДН с узким лучом в азимутальной плоскости повышается энергетический потенциал системы приема сигналов управления, растет радиус зоны действия.

4. Благодарности

Исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011).

МОДЕЛИРОВАНИЕ КРЕСТООБРАЗНОИ ЩЕЛЕВОИ АНТЕННЫ

В.П. Васильев[1], П.С. Арчаков[1], А.В. Иванов[1], М.А. Облогин[1], Д.А Ницак[1]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, РФ

Аннотация. Представлен вариант крестообразной щелевой антенны УКВ диапазона. Проанализированы расчетные характеристики данной модели антенны, полученные путем электродинамического моделирования.

Ключевые слова: щелевая антенна, диаграмма Вольперта-Смита, импедансная характеристика, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности.

SIMULATION OF A CRUCIFORM SLOT ANTENNA

V.P. Vasilev, P.S. Archakov, A.V. Ivanov, M.A. Oblogin, D.A Nicak

Military Educational and Scientific Center of the Air Force “Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract. A variant of a cross-shaped slot antenna of the VHF band is presented. The calculated characteristics of this antenna model obtained by electrodynamic modeling are analyzed.

Keywords: slot antenna, Volpert-Smith diagram, impedance characteristic, standing wave coefficient, radiation pattern.

1. Введение

По сей день задача оптимального выбора антенной конструкции конформного типа для скоростного движущегося объекта является весьма актуальной. Для решения данной задачи необходимо исходить из условий соблюдения аэродинамических, массогабаритных ограничений и «не ухудшения» антенных характеристик, с учётом электродинамических свойств объекта.

Авторы работы [1] представляют результаты глубокого анализа большого набора конформных антенн (антенных решёток) различной конфигурации с основательной теоретической базой и инструкциями по их разработке. В данном труде подробно изложены вопросы проектирования таких антенных конструкция для разных типов поверхностей. Такие антенные системы как цифровые антенные решётки (ЦАР), фазированные антенные решётки (ФАР) с устройствами управления (например, рассмотренные в статье [2]) эффективны, но их конструктивная сложность, высокая технологичность и необходимость использования дополнительных диаграммобразующих устройств (ДОУ) приводят к росту себестоимости изделия. Авторы статьи [3] приводят обзор распространенных вариантов существующих простейших щелевых антенных конструкции, которые могут быть использованы на летательных аппаратах. Один из упомянутых типов щелевой антенны будет исследован в данной работе, которую, в перспективе, планируется использовать в качестве конформной.

Цель работы представить результаты электродинамического моделирования крестообразной щелевой антенны, определить конструктивные и частотные ограничения по параметру согласования с питающим коаксиальным кабелем и оценить возможность использования данного типа антенн на летательных аппаратах в качестве конформной.

2. Моделирование антенны

Для первичного анализа модели крестообразной щелевой антенной структуры использовался теоретический материал, изложенный в разделе щелевые антенны труда [4].

Моделирование осуществлялось с использованием возможностей программного продукта CST Microwave studio.

Модель антенны (рисунок 1) конструктивно представляет собой круглое металлическое тонколистовое основание диаметром $d = 0{,}00119\lambda_0$ с вырезанной крестообразной узкой щелью длиной $l_{щ} = 0{,}85\lambda_0$ мм ($f_0 = 433$ МГц), шириной $w_{щ} = 0{,}2856\lambda_0$, ориентированной по центру симметрии кругового основания (множители 0,00119; 0,85; 0,2856 подобраны в ходе параметрической оптимизации при работе с конструкцией данной антенны).

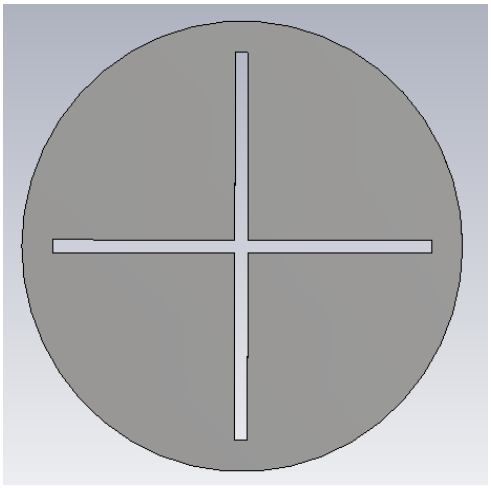


Рис. 1. Модель антенны.

Для численного эксперимента были заданы входные параметры:

- выходное сопротивление симулятора генератора 50 Ом;
- заданный рабочий диапазон частот 390-440 МГц;
- варианты точек подключения контактов генератора $10{,}30\ldots(20n-10)$ мм с удалением от центра симметрии крестовой щели для поиска оптимальной пары точек включения генератора по минимальному значению коэффициента стоячей волны (рисунок 2), где n задаваемое значение вариантов пар координат подключения генератора вдоль плеча щели.

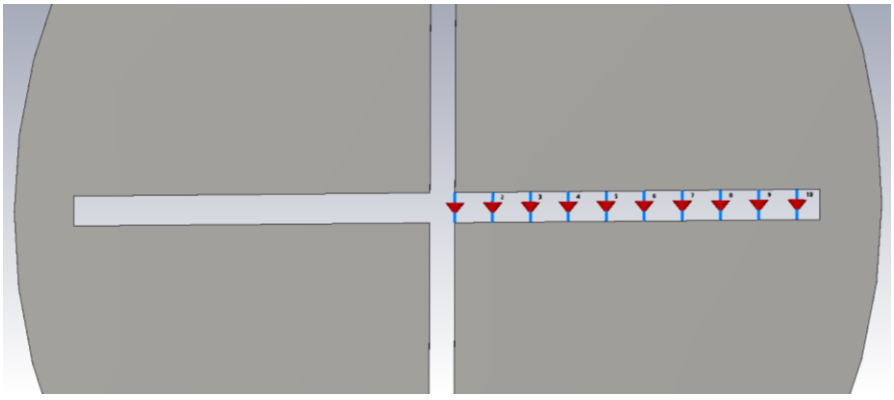


Рис. 2. Варианты точек подключения контактов генератора.

Путём параметрической оптимизации, где за целевую функцию принят коэффициент стоячей волны с критерием минимальности, был установлен вариант координат подключения генератора с выходным сопротивлением 50 Ом. Численный эксперимент с вариантом оптимальной запитки модели антенны в заданном частотном диапазоне позволил получить нижеприведенные расчетные значения электродинамических параметров.

Диаграмма Вольперта-Смита, представлена на рисунке 3.

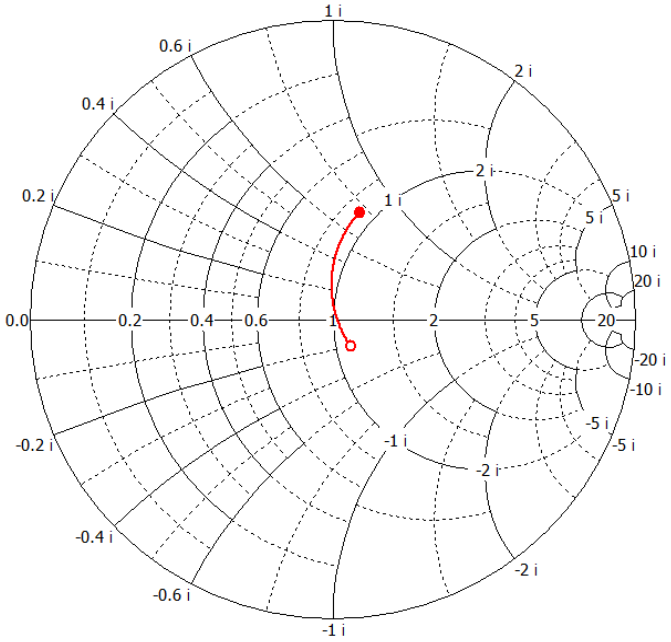


Рис. 3. Диаграмма Вольперта-Смита

Рассчитанный коэффициент стоячей волны в диапазоне рабочих частот представлен на рисунке 4.

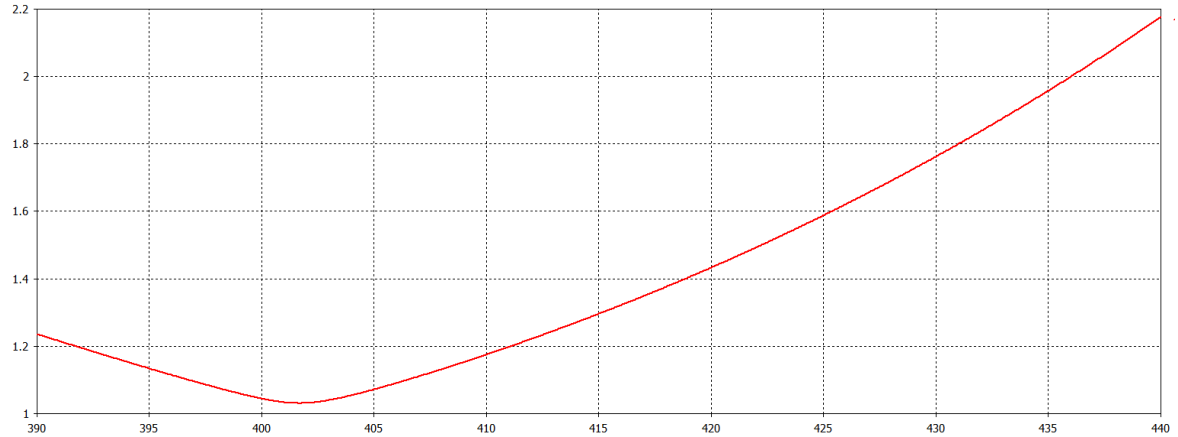


Рис. 4. Коэффициент стоячей волны

Импедансная характеристика (комплексное сопротивление антенны), представлена на рисунке 5. Отдельным графиком представлена частотная зависимость реальной и мнимой части комплексного сопротивления антенны, рисунок 6.

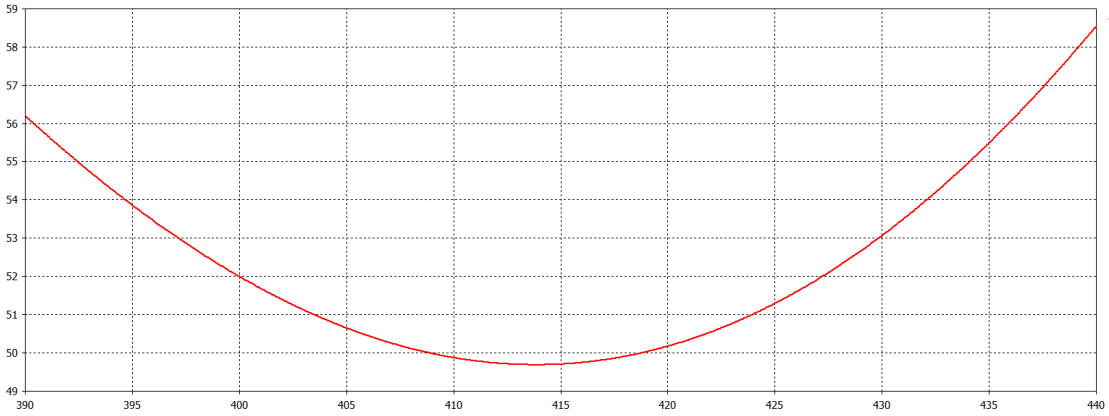


Рис. 5. Импедансная характеристика

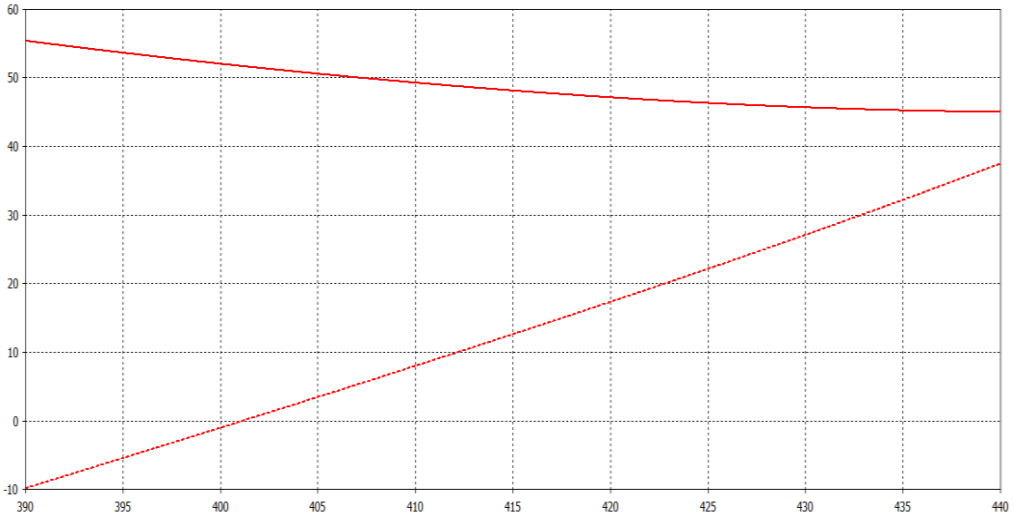


Рис. 6. Частотная зависимость реальной (сплошная линия) и мнимой (штриховая линия) части комплексного сопротивления антенны

Диаграмма направленности в полярной системе координат в азимутальной и угломестной плоскостях для различных значений частот представлена на рисунке 7, где:

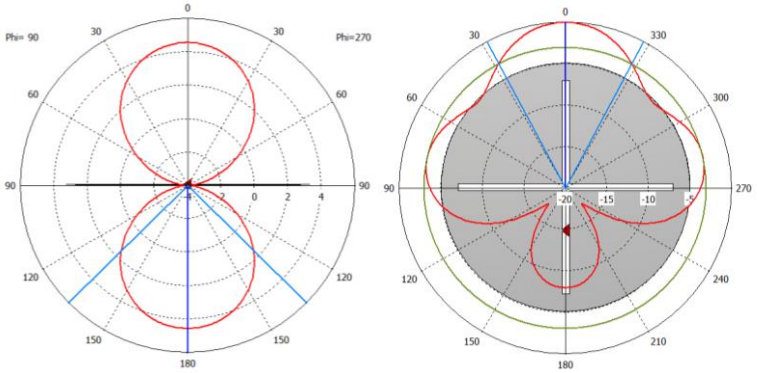
а) на частоте 390 МГц, расчетное значение коэффициента усиления 4,54 дБ;

б) на частоте 400 МГц, расчетное значение коэффициента усиления 4,59 дБ;

в) на частоте 410 МГц, расчетное значение коэффициента усиления 4,62 дБ;

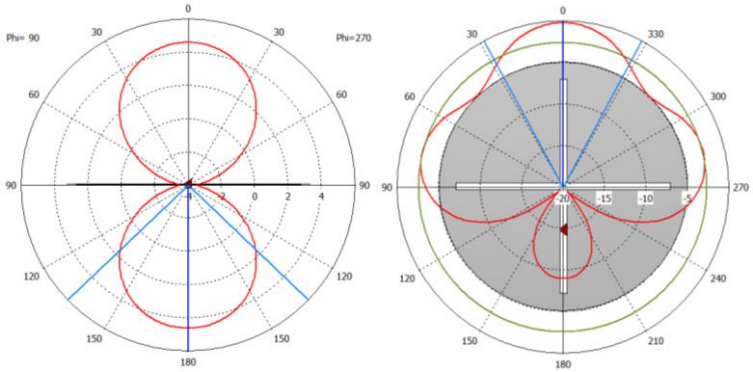
г) на частоте 433 МГц, расчетное значение коэффициента усиления 4,55 дБ;

д) на частоте 440 МГц, расчетное значение коэффициента усиления 4,46 дБ.

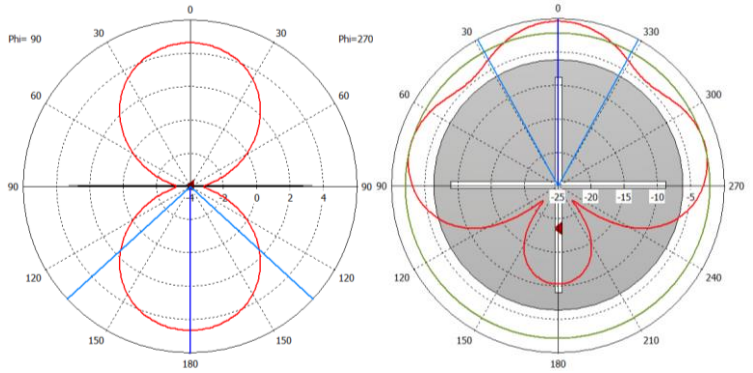


а)

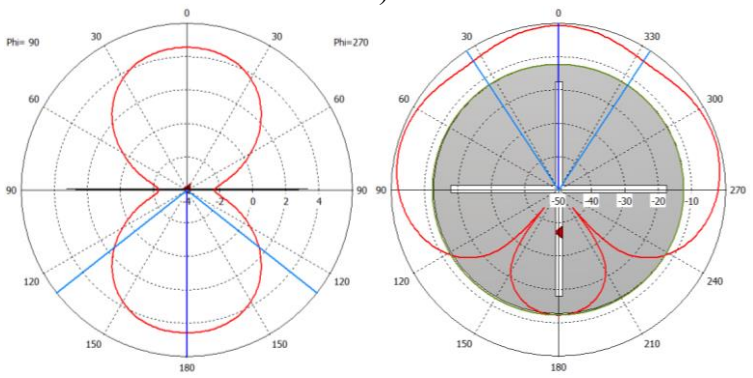
Рис. 7. Диаграмма направленности в полярной системе координат (начало)



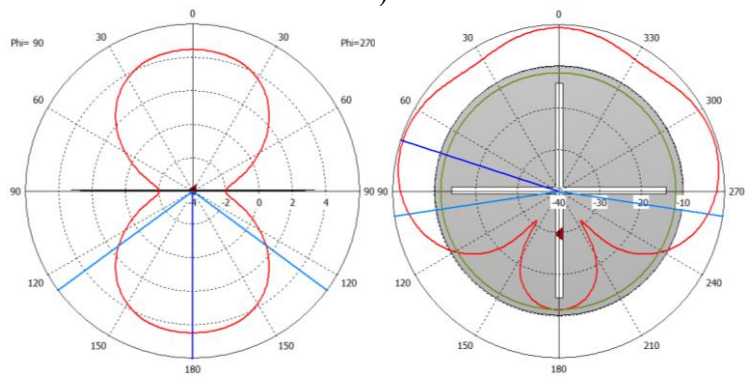
б)



в)



г)



д)

Рис. 7. Диаграмма направленности в полярной системе координат (продолжение)

Трехмерная диаграмма направленности для примера (с линейным и логарифмическим масштабированием) на частоте 433 МГц, расчетное значение коэффициента усиления 4,55 дБ (рисунок 8).

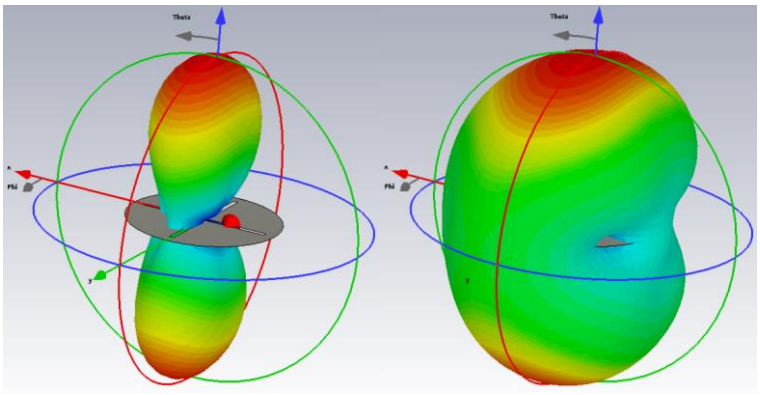


Рис. 8. Трехмерная диаграмма направленности

Групповое построение диаграмм направленности для выбранных значений частот в декартовой и полярной системе координат представлены на рисунках 9, 10.

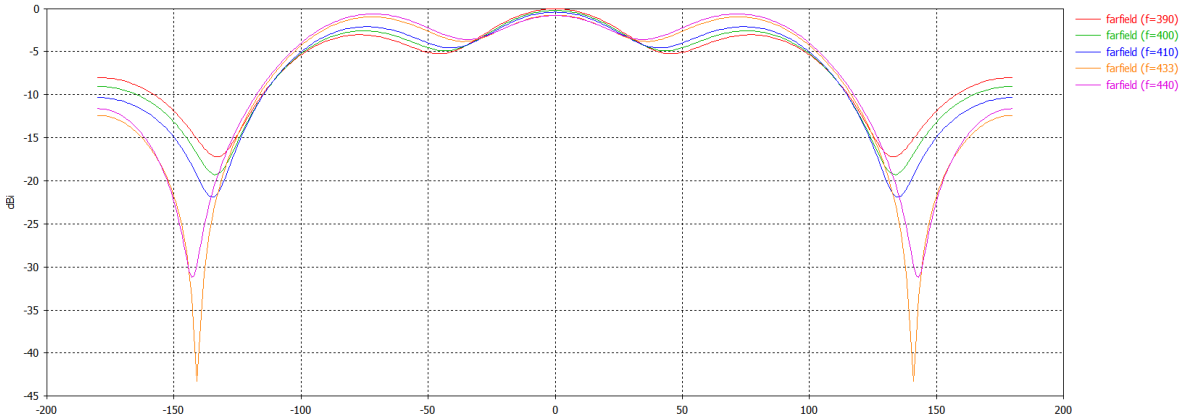


Рис. 9. Групповая диаграмма направленности в декартовой системе координат

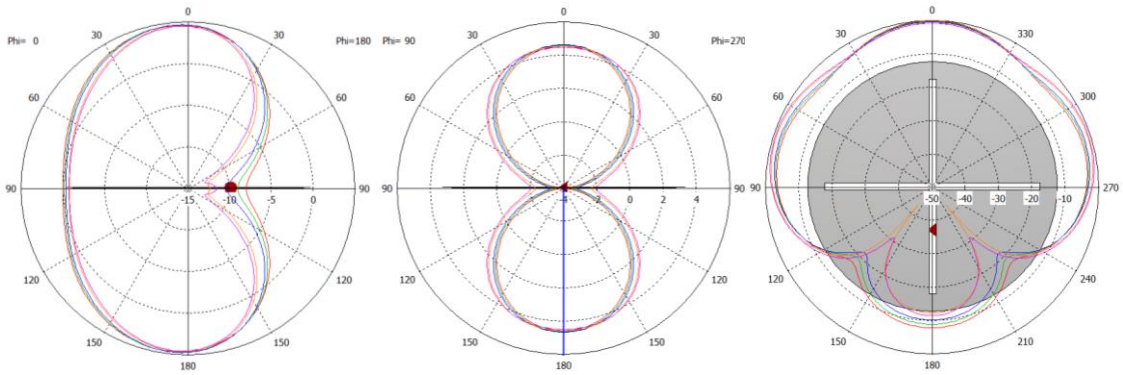


Рис. 10. Групповая диаграмма направленности в полярной системе координат

3. Заключение

На основе полученных результатов моделирования сформулированы следующие положения:

1. Численный эксперимент показал, что длина узкой щелевой антенны должна быть больше значения $0,5\lambda$.

2. Диаграмма Вольперта-Смита отражает ожидаемый характер изменения комплексного сопротивления антенны в исследуемом диапазоне частот от ёмкостного к индуктивному. Комплексное сопротивление антенны приобретает чисто активный характер на частоте 401,135 МГц со значением 51,646 Ом (рисунок 3).

3. Расчетные значения коэффициента стоячей волны (рисунок 4) определяют предварительный выбор оптимального рабочего частотного диапазона (КСВ меньше 2) до 436 МГц.

4. Импедансная характеристика и график реальной и мнимой части комплексного сопротивления антенны (рисунки 5 и 6) показывают разброс расчётных значений комплексного сопротивления антенны в диапазоне частот от 49,5 до 59 Ом, причём активное сопротивление варьируется в пределах от 49,5 до 59 Ом, а реактивное – от минус i10 до i37 Ом.

5. Ширина главных лепестков диаграммы направленности в азимутальной и угломестной плоскостях увеличивается незначительно с ростом частоты (рисунок 7, 8).

6. Перемещение точки запитки щелевой антенны для обеспечения условия согласования с питающей линией и выбор длинны щели большей $0,5\lambda_0$ обеспечивает режим направленного излучения где формируются два главных лепестка диаграммы направленности со смещением в противоположную сторону от плеча запитки антенны (рисунок 9, 10).

7. Расчётный коэффициент усиления антенны варьируется от 4,54 до 4,46 дБ при росте частоты в выбранном диапазоне.

Дальнейший ход работы с данным типом антенны представляется возможным по следующим направлениям:

1. Поиск вариантов уменьшения геометрических размеров полотна (основания) антенны.
2. Исследования влияния изменения кривизны основания.
3. Исследование возможности применения рефлектора для увеличения уровня главного лепестка диаграммы направленности.
4. Попытка реализации режима работы по технологии MIMO (подключение четырёх приёмо-передающих устройств в каждое плечо креста, реализация разнесения приёмо-передающих трактов).

Литература

1. Lars Josefsson, Patrik Persson [Электронный ресурс]: Conformal Array Antenna Theory and Design. John Wiley & Sons, 10 февр. 2006 г. 488 с. URL: https://www.researchgate.net/publication/4377862_Conformal_Array_Antenna_Theory_And_Design (дата обращения: 20.12.2023)
2. Бенсон К. Управление фазированными антенными решетками с помощью инновационных микросхем / К. Бенсон, М. Русских // СВЧ-электроника. – 2020. – № 1(12). – С. 54-58.
3. Буров М. А. Щелевые антенны на летательных аппаратах / М. А. Буров // Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых "Информационные технологии, телекоммуникации и системы управления": Сборник докладов, Екатеринбург, 15 декабря 2014 года / Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Институт радиоэлектроники и информационных технологий - РТФ; редактор А. В. Круглов. – Екатеринбург: Федеральное государственное автономное образовательное

учреждение высшего профессионального образования Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, 2015. – С. 227-230.
4. Надененко С. И. Антенны [Текст]: [Учеб. пособие для электротехн. ин-тов связи и радиотехн. фак. высш. учеб. заведений]. - Москва: Связьиздат, 1959. - 551 с., 1 л. диагр.: ил.

REFERENCES

1. Lars Josefsson, Patrik Persson [Electronic resource]: Conformal Array Antenna Theory and Design. John Wiley & Sons, February 10, 2006 488 c. URL: https://www.researchgate.net/publication/4377862_Conformal_Array_Antenna_Theory_And_Design (date of application: 12/20/2023)
2. Benson K. Control of phased array antennas using innovative chips / K. Benson, M. Russian // Microwave electronics. – 2020. – № 1(12). – Pp. 54-58.
3. Burov M. A. Slot antennas on aircraft / M. A. Burov // International Conference of students, postgraduates and young scientists "Information technologies, telecommunications and control systems": Collection of reports, Yekaterinburg, December 15, 2014 / Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Institute of Radioelectronics and Information Technologies - RTF; editor A.V. Kruglov. – Yekaterinburg: Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Professional Education Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, 2015. – pp. 227-230.
4. Nadenenko S. I. Antennas [Text]: Textbook for electrical engineering. Institutes of Communication and Radio Engineering. higher. studies. establishments. - Moscow: Svyazizdat, 1959. - 551 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН СО СНИЖЕНИЕМ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ ПОСРЕДСТВОМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИЗОЛЯЦИИ

И. В. Пешков, В.Е. Кутепов

Елецкий государственный университет (ЕГУ), Елец, Россия

Аннотация. В данном докладе было проведено исследование по уменьшению взаимной связи при помощи использования линейной полосы и одноплоскостной структуры электромагнитной запрещённой зоны. Проведено моделирование микрополосковой патч-антенны с исследованием S-параметров для типовой модели, а также для модели с применением структур улучшающих изоляцию компонентов антенны. По итогам получено уменьшение взаимной связи элементов антенны и отсутствие изменения резонансной частоты с сохранением компактности антенной системы и дешевизны производства.

Ключевые слова: MIMO; патч-антенна; EBG; изоляция;

SIMULATION OF RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNAS WITH REDUCED INTERCONNECTION VIA ELECTROMAGNETIC ISOLATION

I. V. Peshkov, V.E. Kutepov

Bunin Yelets State University, Yelets, Russia

Annotation. In this report, a study was conducted to reduce mutual communication by using a linear band and a single-plane structure of the electromagnetic band gap. A microstrip patch antenna was modeled with the study of S-parameters for a typical model, as well as for a model using structures that improve the insulation of antenna components. As a result, a decrease in the interconnection of antenna elements and the absence of changes in the resonant frequency were obtained while maintaining the compactness of the antenna system and the cheapness of production.

Keywords: MIMO; patch antenna; EBG; isolation.

1. Введение

В настоящее время с ростом спроса на системы беспроводной связи одной из наиболее актуальных проблем, особенно в MIMO-антеннах, является взаимная связь между элементами антенных систем. На данный момент ведётся множество исследований и разработок с целью сделать системы более эффективными и защищёнными от внешнего и внутреннего воздействия, в связи с миниатюризацией радиочастотных устройств. Подобное стремление к уменьшению размеров антенных систем приводит к увеличению взаимного влияния между элементами, что, в свою очередь, приводит к возникновению искажений в приёмном и передающем трактах. Наиболее популярными в реализации методами решения данной проблемы стали: метаматериал [1], [2], эффективная структура заземления [3], резонаторы различных форм [4], [5], одноплоскостные структуры электромагнитной запрещенной зоны [6-10] и т.д. Дешевизна производства и простота в реализации сделали компактные одноплоскостные структуры электромагнитной запрещенной зоны (EBG) одним из лучших выборов для уменьшения взаимной связи в MIMO-антеннах. В основном исследования ведутся в направлении уменьшения взаимной связи в плоскости E,

меньший же процент исследований направлен на решение проблемы в плоскости H [1,2,5,7,9].

В данной работе будет рассмотрена и смоделирована новая однопланарная компактная EBG с применением металлической полосовой линии, так как такая структура уменьшает взаимную связь в H-плоскости для близкорасположенных копланарных микрополосковых излучающих антенн с расстоянием между центральными точками равным 0,45 длины волны.

В данной работе проверена работоспособность нескольких подходов из вышеперечисленных, выбрав наиболее компактные, эффективные и простые в реализации структуры и промоделировав для резонансной частоты равной 6 ГГц

2. Методика проектирования одноплоскостной структуры электромагнитной запрещённой зоны

Элементарная ячейка данной структуры EBG [6] выполнена в виде сочетания свастики и четырёх структур квадратной гребенчатой формы с поворотом относительно друг друга 90°. (Рисунок 1)

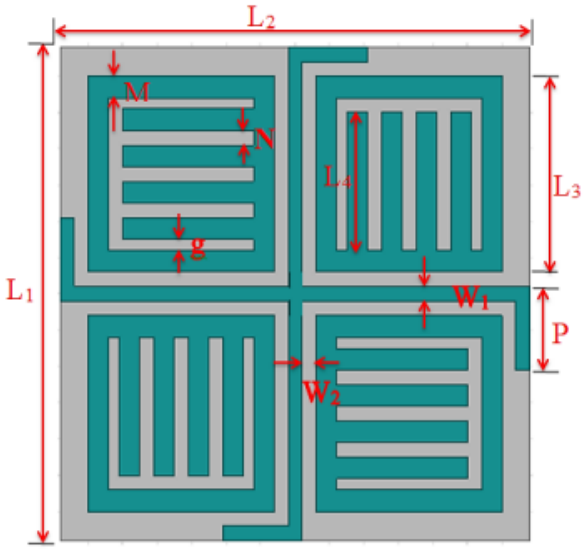


Рис. 1. Схема элементарной ячейки с размерностями

Размеры одной данной элементарной ячейки: L1 = 6,8 мм, L2 = 6,8 мм, L3 = 2,7 мм, L4 = 1,9 мм, M = 0,3 мм, N= 0,25 мм, P= 1,15 мм, W1 = 0,2 мм, W2 = 0,2 мм, g = 0,15 мм.

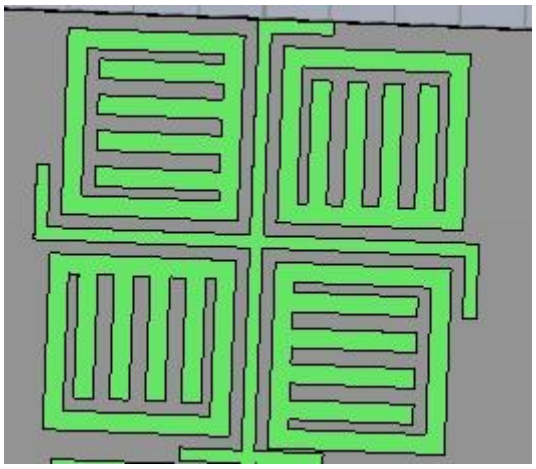


Рис. 2. Элементарная ячейка EBG структуры

В основе антенны лежит дешёвая подложка FR4 со значением диэлектрической проницаемости 4,4 и высотой 1,6 мм, в рамках реализации для каждой элементарной ячейки используется площадь 6,8 × 6,8 мм^2, что является достаточно компактным для антенной MIMO-системы.

В результате построения данной структуры возникают индуктивности, обусловленные каждой квадратной гребневидной структурой и свастичной структурой в центре, а также ёмкости в виде индуцированной ёмкости между землёй и каждой квадратной гребневидной структурой, между каждой квадратной гребневидной структурой и свастичной структурой, а также индуцированная ёмкость между землёй и свастичной структурой. На подложке FR4 создаётся линия передачи с сопротивлением равным 50 Ом и шириной равной 3 мм, рассматриваемая структура EBG вытравливается в плоскости заземления. Изменения длины и размеров вносят изменения и в частотные показатели, так изменения длинны P на плече свастичной структуры от 0,5 до 1,5 изменяют частоту резонанса от 6,3 ГГц до 5,7 ГГц.

1. РЕАЛИЗАЦИЯ ГРЕБЕНЧАТОЙ СТРУКТУРЫ В УМЕНЬШЕНИИ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ MIMO-АНТЕННЫ С H-СВЯЗЬЮ ДЛЯ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ

В качестве структуры антенны используются типовые микрополосковые патч-антенны для беспроводной связи (Рисунок 3)

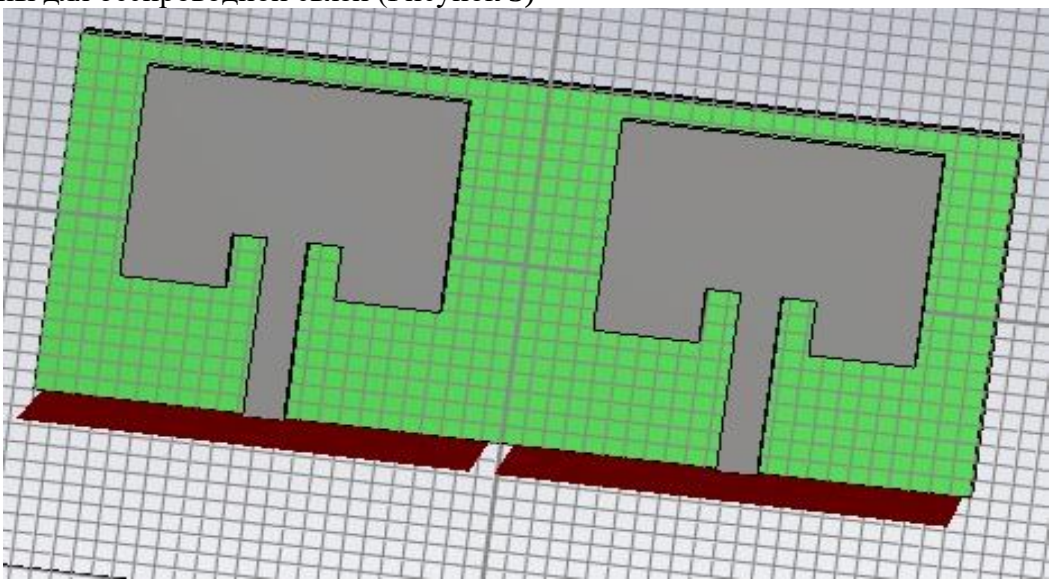


Рис. 3. Микрополосковые патч-антенны беспроводной связи

MIMO-антенна включающая в себя две патч-антенны с зазором между краями друг друга равным 7,86 мм, что соответствует 0,15 длины волны и расстоянием 0,45 длины волны между центральными точками с двумя портами (бордовые планки на Рис.3). Электромагнитное поле в MIMO-антенне передаётся с помощью неизлучающих краёв. Элементарные ячейки вытравлены в поверхности земли (с нижней стороны антенны) между неизлучающими краями (H-плоскость), расположенные рядом друг с другом размерами 3 × 1 (Рисунок 4).

а) для системы без структуры EBG;

б) с интеграцией структуры в систему

Из рисунка 5 видно, что добавление структуры EBG в систему не влияет на частоту резонанса.

На приведённых ниже графиках (Рисунок 6) видно, что коэффициент передачи (связь в H-плоскости) между антеннами снизился до 20,2 дБ с 17,1 дБ.

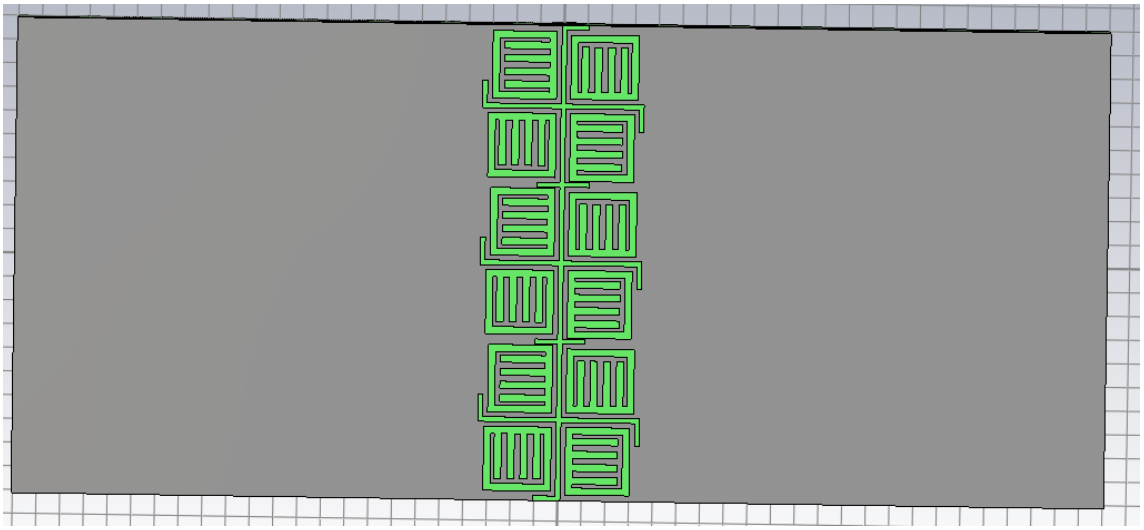


Рис. 4. Интегрированная структура EBG (нижняя сторона)

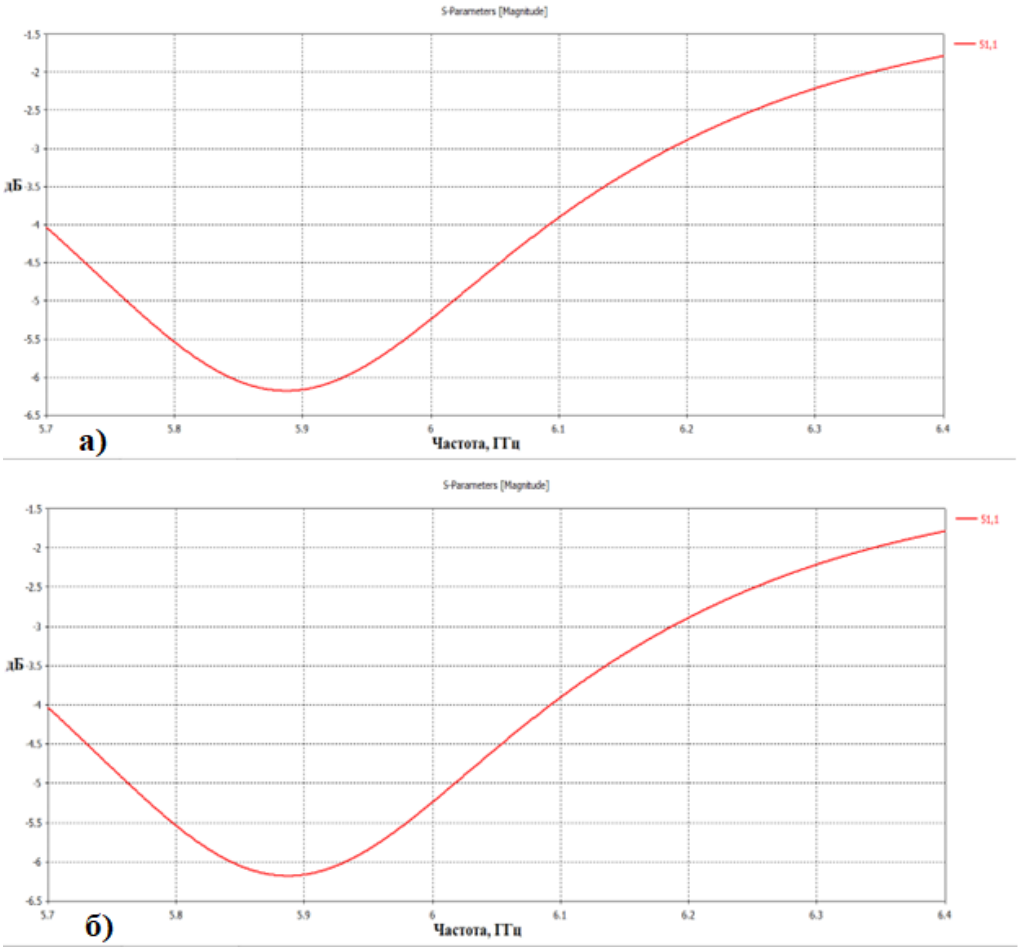


Рис. 5. График коэффициента отражения между импедансом порта и входным импедансом сети

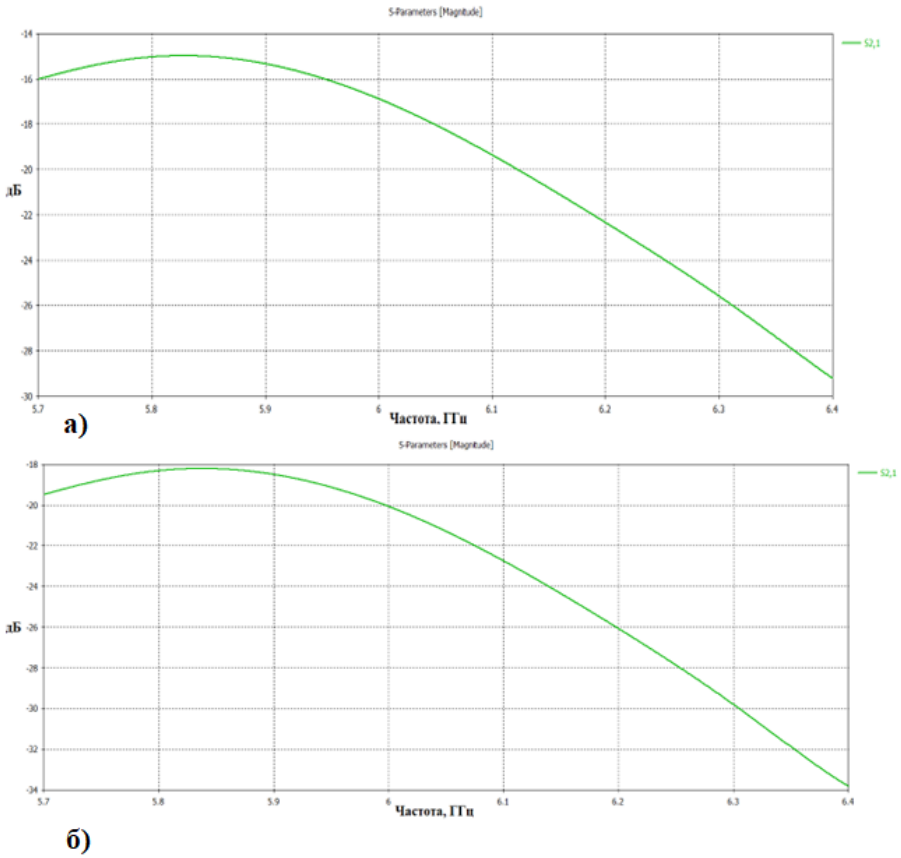


Рис. 6. График коэффициента передачи мощности между портами для системы
а) без структуры EBG;
б) с интеграцией структуры в систему

3. Улучшение изоляции элементов MIMO-антенны для WLAN

Как известно по большинству работ, уменьшение взаимной связи в H-плоскости малоэффективно при использовании структуры EBG в той же плоскости, что и антенны. Соответственно, в нашей работе было использовано размещение структуры EBG в наземной плоскости, что предоставляет нам возможность далее комбинировать другие различные конструкции в верхней плоскости. В некоторых работах можно встретить использование линейной полосы между антеннами в одной плоскости [11]. В рамках нашей работы представлено сочетание линейной полосы, расположенной в верхней плоскости системы между антенн с краем в плоскости земли для большего уменьшения взаимной связи. Медная линейная полоса шириной равной 1 мм проводится между двумя расходящимися участками (Рисунок 7).

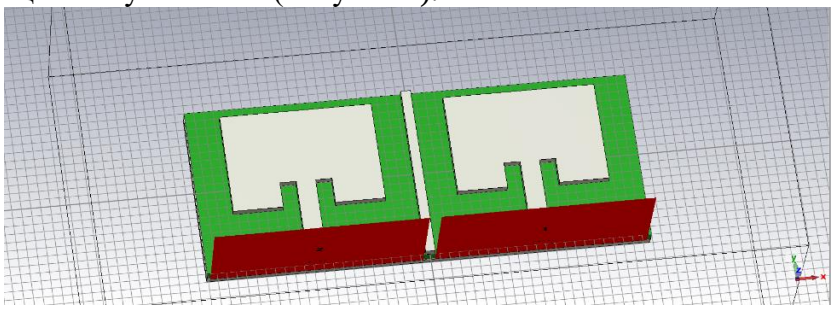


Рис. 7. Антенная система с линейной полосой между антеннами со структурой EBG в слое земли

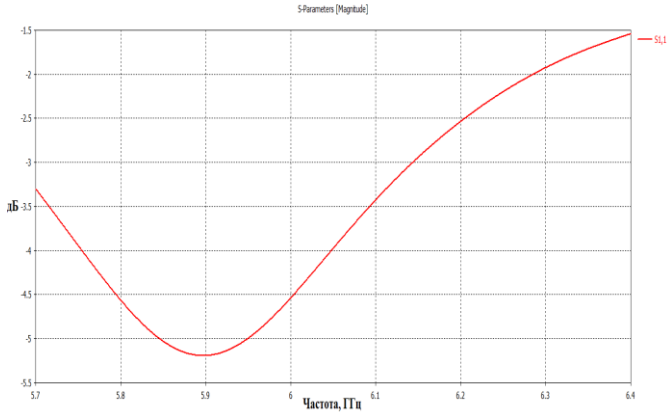


Рис. 8. График коэффициента отражения между импедансом порта и входным импедансом сети для системы со структурой EBG и линейной линией между антеннами

Как видно из рисунка 8, резонансная частота остаётся неизменной при введении линейной полосы в систему. В результате, электро-магнитное поле между патч-антеннами захватывается линейной полосой, что приводит к дополнительному усилению изоляции на 4,3дБ (Рисунок 9).

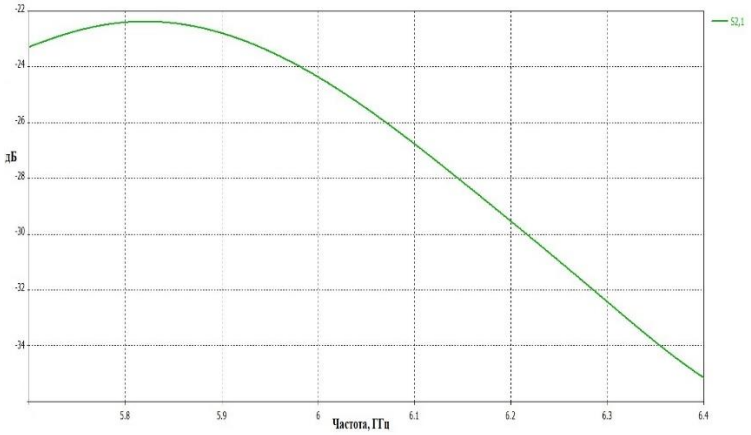


Рис. 9. График коэффициента передачи мощности между портами с учётом EBG и линейной полосы

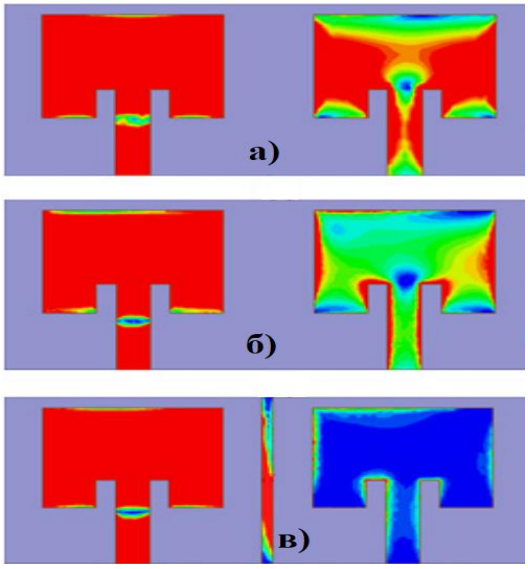


Рис.10. Распределение поверхностного тока а) для антенны без EBG линейной полосы, б) для антенны с EBG в слое земли, в) для антенны с EBG и линейной полосой

В результате введения предлагаемых структур, обусловливается умеренное уменьшение взаимной связи по распределению поверхностного тока за счёт использования EBG в плоскости земли, а также уменьшение взаимной связи при использовании медной линейной полосы между антенными накладками в одной и той же плоскости, так как магнитное поле захватывается линейной полосой, что приводит к повышению поверхностной плотности тока на линейной полосе (Рисунок 10).

4. Заключение

Таким образом за счёт использования структуры EBG и линейной полосы в нашей работе достигается общее уменьшение взаимного влияния элементов антенны на 7,4 дБ. Что доказывает работоспособность предложенных структур в рамках повышения изолированности между компонентами и, при некоторых доработках и отличиях может быть применено для большего ослабления взаимной связи, как и для работы на других частотах.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00125, https://rscf.ru/project/23-21-00125/.

Литература

1. Xu, H. X., Wang, G. M., QI, M. Q. Hilbert-shaped magnetic waveguided metamaterials for electromagnetic coupling reduction of microstrip antenna array. // IEEE Transactions on Magnetics, 2013. - 1526–1529 p.
2. Qamar, Z., Park, H. C. Compact waveguided metamaterials for suppression of mutual coupling in microstrip array. // Progress In Electromagnetics Research, 2014, vol. 149/ - 183–192 p.
3. Luo, C. M., Hong, J. S., Zhong, L. L. Isolation enhancement of a very compact UWB-MIMO slot antenna with two defected ground structures. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, vol. 14. - 1766–1769 p.
4. Qamar, Z., Naeem, U., Khan, S. A., et al. Mutual coupling reduction for high performance densely packed patch antenna arrays on finite substrate. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, vol. 64, no. 5. - 1653–1660 p.
5. Ghosh, J., Ghosal, S., Mitra, D., et al. Mutual coupling reduction between closely placed microstrip patch antenna using meander line resonator. // Progress In Electromagnetics Research Letters, 2016, vol. 59. - 115–122 p.
6. Al-Hasan, M. J., Denidni, T. A., Sebak, A. R. Millimeterwave compact EBG structure for mutual coupling reduction applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, vol. 63, no. 2. - 823–828 p.
7. Yang, X., Liu, Y., Xu, Y. X., Gong, S. X. Isolation enhancement in patch antenna array with fractal UC-EBG structure and cross slot. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, vol. 16. - 2175–2178 p.
8. Zhang, J., Ci, G., Cao, Y., et al. A wide band-gap slot fractal UC-EBG based on Moore space-filling geometry for microwave application. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, vol. 16. - 33–37 p.
9. Kumar, N., Kiran Kommuri, U. MIMO antenna mutual coupling reduction for WLAN using spiro meander line UC-EBG. // Progress In Electromagnetics Research C, 2018, vol. 80. - 65–77 p.
10. Arora, A., Kumar, N. To reduce mutual coupling in microstrip patch antenna arrays elements using electromagnetic band gap structures for X-band. // In 2017 International

Conference on Nextgen Electronic Technologies: Silicon to Software (ICNETS2). Chennai (China), 2017. - 228–230 p.
11. Arun, H. Sarma, A. K., Kanagasabai, M., et al. Deployment of modified serpentine structure for mutual coupling reduction in MIMO antennas. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, vol. 13. - 277–280 p.

REFERENCES

1. Xu, H. X., Wang, G. M., QI, M. Q. Hilbert-shaped magnetic waveguided metamaterials for electromagnetic coupling reduction of microstrip antenna array. // IEEE Transactions on Magnetics, 2013. - 1526–1529 p.
2. Qamar, Z., Park, H. C. Compact waveguided metamaterials for suppression of mutual coupling in microstrip array. // Progress In Electromagnetics Research, 2014, vol. 149/ - 183–192 p.
3. Luo, C. M., Hong, J. S., Zhong, L. L. Isolation enhancement of a very compact UWB-MIMO slot antenna with two defected ground structures. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, vol. 14. - 1766–1769 p.
4. Qamar, Z., Naeem, U., Khan, S. A., et al. Mutual coupling reduction for high performance densely packed patch antenna arrays on finite substrate. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, vol. 64, no. 5. - 1653–1660 p.
5. Ghosh, J., Ghosal, S., Mitra, D., et al. Mutual coupling reduction between closely placed microstrip patch antenna using meander line resonator. // Progress In Electromagnetics Research Letters, 2016, vol. 59. - 115–122 p.
6. 6. Al-Hasan, M. J., Denidni, T. A., Sebak, A. R. Millimeterwave compact EBG structure for mutual coupling reduction applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, vol. 63, no. 2. - 823–828 p.
7. Yang, X., Liu, Y., Xu, Y. X., Gong, S. X. Isolation enhancement in patch antenna array with fractal UC-EBG structure and cross slot. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, vol. 16. - 2175–2178 p.
8. Zhang, J., Ci, G., Cao, Y., et al. A wide band-gap slot fractal UC-EBG based on Moore space-filling geometry for microwave application. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, vol. 16. - 33–37 p.
9. Kumar, N., Kiran Kommuri, U. MIMO antenna mutual coupling reduction for WLAN using spiro meander line UC-EBG. // Progress In Electromagnetics Research C, 2018, vol. 80. - 65–77 p.
10. Arora, A., Kumar, N. To reduce mutual coupling in microstrip patch antenna arrays elements using electromagnetic band gap structures for X-band. // In 2017 International Conference on Nextgen Electronic Technologies: Silicon to Software (ICNETS2). Chennai (China), 2017. - 228–230 p.
11. Arun, H. Sarma, A. K., Kanagasabai, M., et al. Deployment of modified serpentine structure for mutual coupling reduction in MIMO antennas. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, vol. 13. - 277–280 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ ГАУССОВА ПУЧКА НА НЕСФЕРИЧЕСКИХ ЧАСТИЦАХ

А. А. Афонин, К. С. Артёмов

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова
(ЯрГУ им. П. Г. Демидова), Ярославль, Россия

Аннотация. В работе представлены результаты численного моделирования рассеяния гауссова пучка на эллипсоидальных частицах. Сравниваются характеристики рассеяния в зависимости от параметров гауссова пучка и положения частицы в этом пучке относительно оси и места перетяжки.

Ключевые слова: рассеяние электромагнитных волн, рассеиватели эллипсоидальной формы, метод Т-матриц, гауссов пучок.

SIMULATION OF THE SCATTERING OF A GAUSSIAN BEAM ON NON-SPHERICAL PARTICLES

A. A. Afonin, K. S. Artemov

P. G. Demidov Yaroslavl State University (YSU), Yaroslavl, Russia

Abstract. The results of numerical simulation of the scattering of electromagnetic waves on models of dry snow, which are crystals of various shapes, are presented in the work. The scattering characteristics depending on the parameters of the Gaussian beam and the position of the particle in this beam relative to the axis and location of the waist are compared.

Keywords: scattering of electromagnetic waves, ellipsoidal scatterers, T-matrix method, Gaussian beam.

1. Введение

При разработке и в ходе использования современных линий связи как радиочастотного, так и оптического диапазона требуется расчёт влияния различных составляющих среды распространения. К основным видам рассеивателей открытого приземного канала связи относятся гидрометеоры, растительная среда, здания и сооружения. Гидрометеоры могут быть как в жидком (дождь, туман, дымка), так и в твёрдом (снег, град) виде.

Для разных типов осадков возможно использование различных видов моделей. Первоначально они моделировались сферами и использовалась теория Ми. Эта форма удовлетворительно соответствует реальным частицам тумана, водяной пыли и мелким каплям дождя, но для реального дождя и ледяных кристаллов эта модель даёт значительные погрешности. С развитием математических методов формы модельных рассеивателей усложнялись, приближаясь к реальной форме капель – сначала эллипсоидов, а затем сфероидов с вогнутым основанием (форма Пруппахера-Питтера). Форма твёрдых гидрометеоров ещё более разнообразна. Особенно это касается формы рассеивателей в виде снега.

При расчётах рассеяния на различных частицах чаще всего используют модели падающей волны с плоским [1, 2] или сферическим фронтом [3]. Но также интересным случаем является падающее поле, сформированное в виде гауссова пучка. В разных частях этого пучка волновой фронт может быть описан двумя приближениями: в области длины Рэлея волна близка к плоской, а при значительном удалении от плоскости перетяжки – к сферической волне. Однако особенно интересен случай взаимодействия с

частицей непараксиального гауссова пучка с учётом размещения рассеивателя на удалении от оси. Таким образом, представляет интерес построение математической модели для расчёта рассеяния при различных вариантах нахождения расеивателя относительно геометрии пучка и с учётом распределения поля в гауссовском пучке.

В работе представлены результаты расчёта сечений рассеяния для несферических частиц эллипсоидальной формы, состоящих из воды. Численные расчеты выполнены на основе метода Т-матриц [4].

2. Расчёт рассеяния гауссова пучка на эллипсоиде

Для примера рассмотрим отдельную эллиптическую частицу с центром симметрии, совпадающим с началом координат. На неё в направлении оси OZ падает гауссов пучок. Геометрия задачи представлена на рисунке 1.

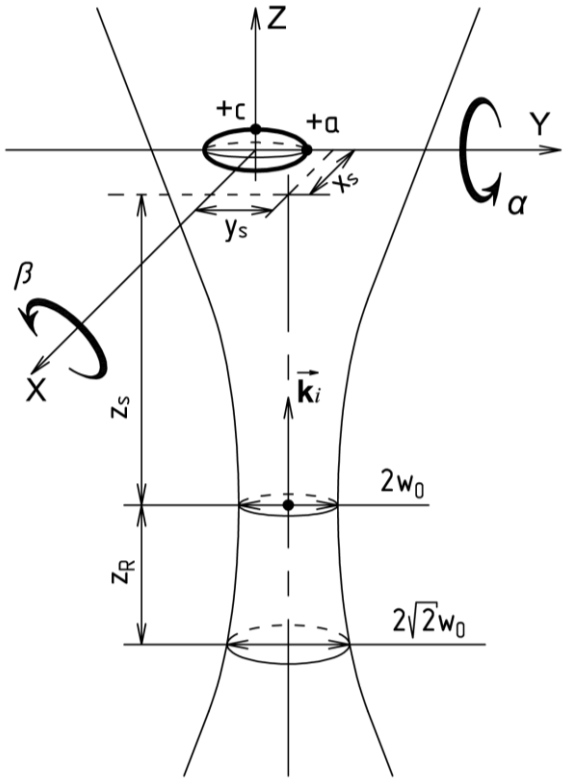


Рис. 1. Геометрия задачи.

Выражение для напряжённости поля в гауссовом пучке можно записать следующим образом:

$$E(t,x,y,z) = \frac{2\pi}{k}\frac{\boldsymbol{E}_0}{w(z)} exp\left[-\frac{x^2+y^2}{w(z)^2} + j\omega t - jkz - \frac{jk(x^2+y^2)}{2R(z)} + j\xi\right], \quad (1)$$

где

$R(z) = z + \frac{{z_R}^2}{z^2}$ – радиус кривизны на расстоянии z от центра перетяжки,

$z_R = \frac{k\,{w_0}^2}{2}$ – длина Рэлея,

$w(z) = w_0\sqrt{1 + \frac{z^2}{{z_R}^2}}$ – радиус пучка на расстоянии z от центра перетяжки,

$\xi(z) = arctg\left(\frac{z}{z_R}\right)$ – сдвиг фазы,

w_0 – радиус пучка в перетяжке.

Для расчёта рассеяния гауссова пучка можно разложить его на плоские волны и далее проинтегрировать по углам падения этих составляющих на частицу, как это предложено в [5].

Так как рассеиватель может находиться на разных расстояниях относительно центра перетяжки гауссовского пучка, то при построении модели была добавлена зависимость падающего поля от смещения пучка относительно рассеивателя по соответствующим координатам (x_s, y_s, z_s).

3. Результаты расчётов рассеяния гауссова пучка на несферической частице

Для исследования были выбраны рассеиватели в виде вытянутых сфероидов с диэлектрической проницаемостью, соответствующей воде при разных температурах и длинах волн падающего излучения. При этом в данной работе не будет привязки модельных частиц к существующим в реальности соотношениям размеров гидрометеоров в зависимости от температуры, влажности воздуха и т.д.

В дальнейшем в данном исследовании, если не указано иное, приняты размеры эллипсоида: a = 0,4 мм, c = 1,6 мм, а температура воды взята равной –5°C.

Сначала рассмотрим частотные зависимости. На рисунке 2 показаны графики зависимости сечения рассеяния от длины волны, полученные для различных вариантов смещения рассеивателя относительно оси гауссова пучка (5 мм, 10 мм, 15 мм, 20 мм). Параметры пучка: w_0 = 10 мм. Смещение рассеивателя относительно плоскости перетяжки: z_s = 10 мм.

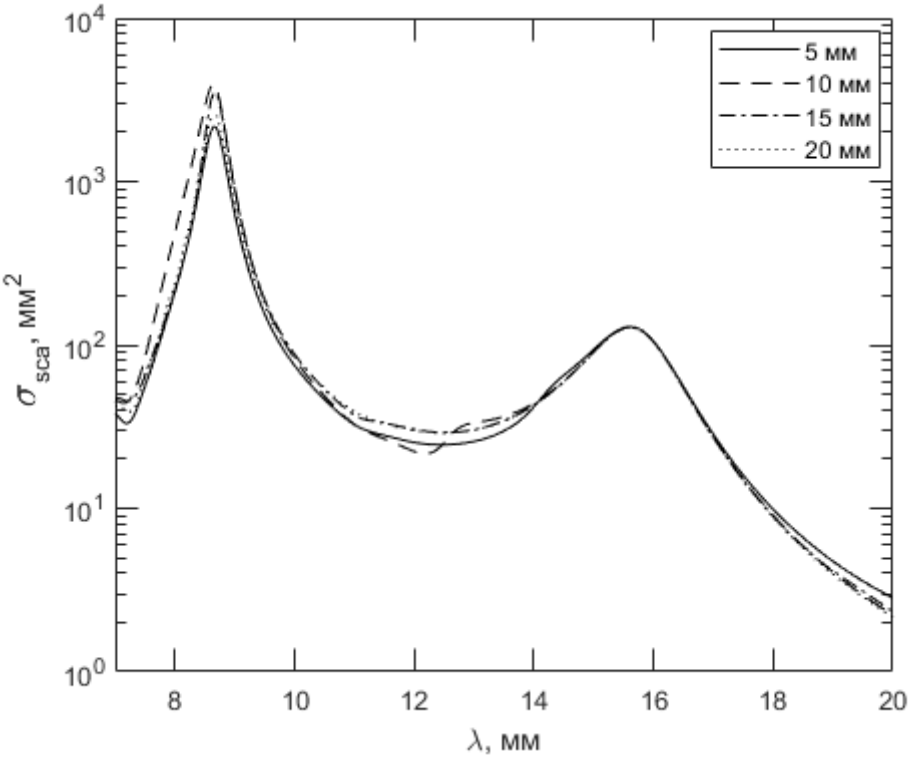


Рис. 2. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для четырёх вариантов смещения частицы относительно оси гауссова пучка.

Видно, что в целом форма и экстремумы графиков совпадают. При этом при уменьшении смещения рассеивателя от оси пучка наблюдается некоторое уменьшение амплитуды изменения сечений рассеяния. В этом случае размеры рассеивателя были

выбраны много меньше радиуса перетяжки. Таким образом при малых смещениях частица попадает в часть гауссова пучка с фронтом, приближенным к плоской волне.

На рисунке 3 показаны графики зависимости сечения рассеяния от длины волны, полученные для различных вариантов температуры воды, составляющей рассеиватель. Параметры пучка: w_0 = 10 мм. Смещение центра рассеивателя от оси гауссова пучка: x = 2 мм. Смещение рассеивателя относительно плоскости перетяжки: z_s = 10 мм.

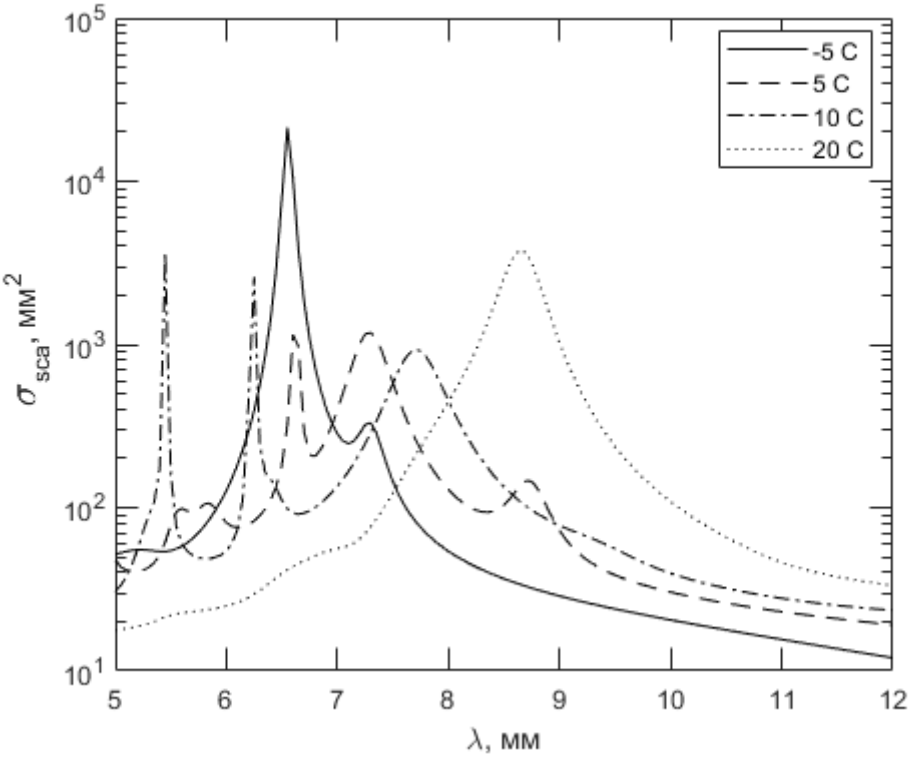


Рис. 3. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для четырёх вариантов температуры воды.

Графики построены для случая размещения рассеивателя вблизи оси пучка при достаточно больших значениях радиуса перетяжки и величины удаления рассеивателя от плоскости перетяжки. Заметно увеличение резонансного характера графиков при уменьшении длины волны падающего излучения. При этом число, положение и величины максимумов и минимумов для рассеивателей с разными электрическими характеристиками (при разных температурах) не совпадают. С увеличением длины волны напротив наблюдается приближение графиков к линейным зависимостям без взаимных пересечений. Это вполне согласуется с характером рассеяния для плоских волн.

На рисунке 4 показаны графики зависимостей сечения рассеяния от удаления сфероида от плоскости перетяжки, полученные для различных вариантов его смещения относительно оси гауссова пучка. Параметры пучка: w_0 = 10 мм. Длина волны: 3 мм.

Наблюдается появление максимума для рассеивателя, размещённого на расстоянии около 16 мм до плоскости перетяжки, при увеличении смещения центра рассеивающей частицы от оси пучка. Таким образом можно предположить, что периферийные части структуры гауссова пучка дают дополнительный вклад в рассеяние по сравнению с плоской волной, и формируют дополнительные экстремумы в различных областях спектральных характеристик в зависимости от соотношения размеров рассеивателя и длины волны.

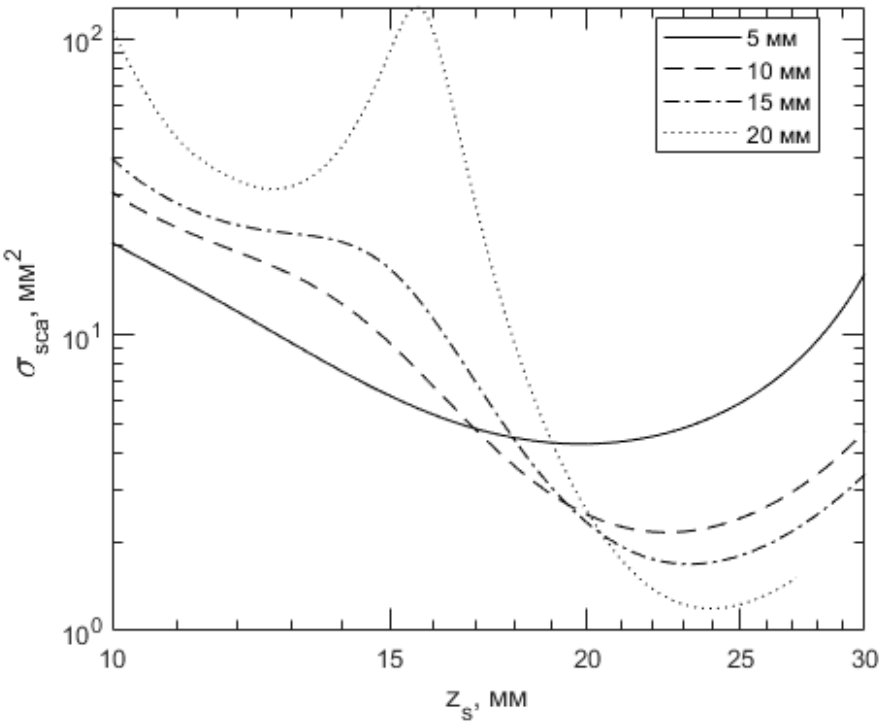


Рис. 4. Зависимость сечения рассеяния от удаления сфероида от плоскости перетяжки гауссова пучка для различных вариантов смещения оси сфероида от оси пучка.

На рисунке 5 показаны графики сечения рассеяния в зависимости от размеров перетяжки пучка. Длина волны: 3 мм. Расстояние z_s = 40 мм. Графики построены для нескольких вариантов смещения центра сфероида от оси пучка.

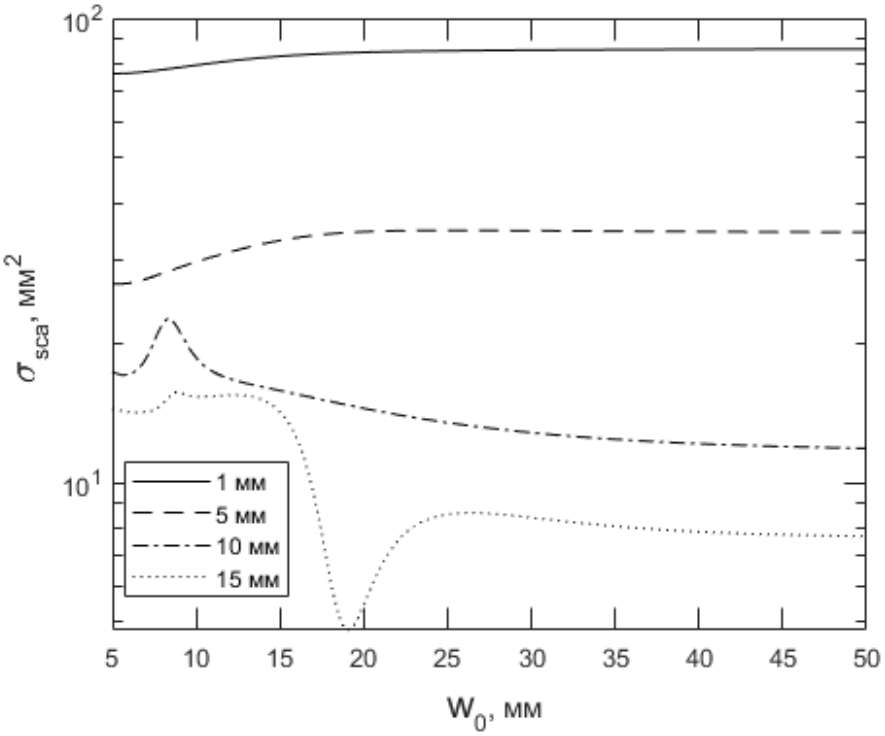


Рис. 5. Зависимость сечения рассеяния от радиуса перетяжки гауссова пучка для различных вариантов смещения центра сфероида от оси пучка.

Видно, что чем дальше центр сфероида от оси пучка, тем при большем радиусе перетяжки прекращается влияние неоднородности поля в гауссовом пучке. Так для смещения 10 мм это происходит при w_0 = 12 мм, а для смещения 15 мм при w_0 = 25 мм.

На рисунке 6 показаны графики сечения рассеяния в зависимости от смещения оси сфероида от оси пучка. Длина волны: 10 мм. Расстояние z_s = 40 мм. Графики построены для нескольких вариантов радиуса перетяжки гауссова пучка.

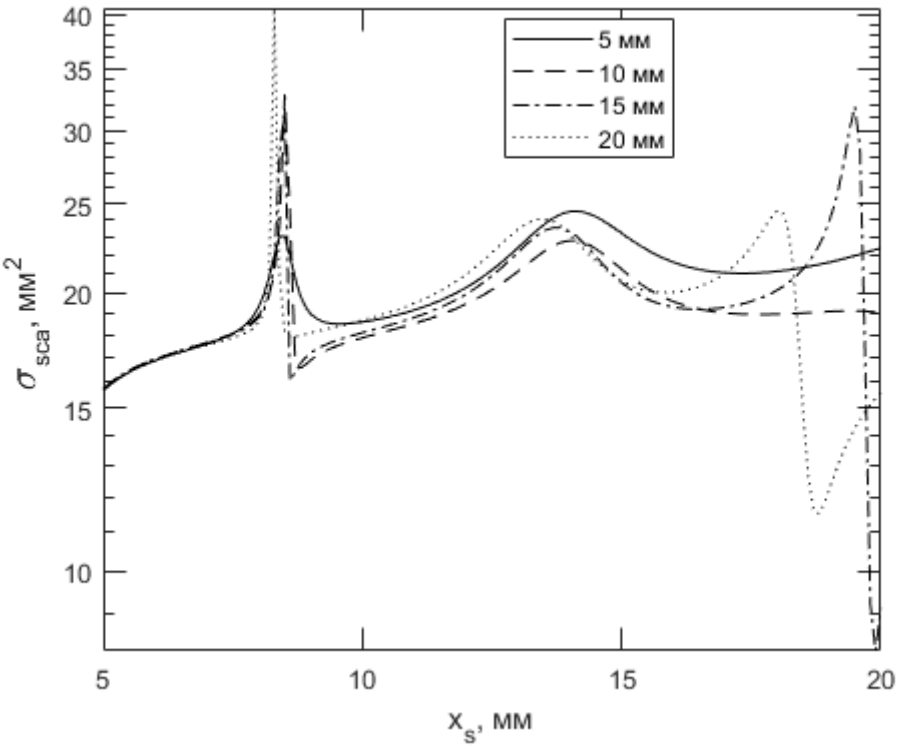


Рис. 6. Зависимость сечения рассеяния от смещения центра сфероида от оси пучка для различных вариантов радиуса перетяжки гауссова пучка.

На рисунке выше представлены результаты при размерах перетяжки близких к длине волны. Видны совпадающие для различных смещений максимумы сечений рассеяния для малых радиусов перетяжки. Интересно, что при увеличении радиуса перетяжки разброс значений сечений рассеяния увеличивается, а экстремумы сдвигаются на разные значения смещения сфероида в поле пучка.

Погрешности расчётов для всех приведённых результатов не превышали 4 %.

4. Заключение

Проведено математическое моделирование рассеяния гауссова пучка на несферических объектах, состоящих из воды, методом Т-матриц.

Использование в качестве падающего излучения гауссова пучка приводит к появлению дополнительных особенностей в характеристиках рассеянного поля. Причём наблюдается зависимость не только от расстояния между источником и рассеивателем, но и от положения рассеивателя в плоскости, перпендикулярной оси пучка, а также от самой геометрии гауссова пучка. Это необходимо учитывать для прогнозирования влияния гидрометеоров на распространение электромагнитных волн особенно в случае использовании узких пучков, в частности при использовании атмосферных оптических линий связи.

Полученные результаты также могут быть использованы в задачах мониторинга состояния атмосферы методами дистанционного зондирования. В этом случае чувствительность к расположению рассеивателя в пучке может дать дополнительные сведения о его локализации в пространстве.

5. Благодарности

Авторы благодарны NVIDIA Corporation за предоставленный в дар GPU TITAN X, который был использован для ускорения вычислений.

The TITAN X GPU used for the numerical calculations this research was donated by the NVIDIA Corporation.

Литература

1. Волковская И.И., Семёнов В.Е. О рассеянии и поглощении электромагнитных волн при возбуждении дипольных мод сферической частицы // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 41–57.
2. Афонин А. А., Тимофеев В. А. Поляризационные компоненты рассеяния микроволнового излучения для некоторых моделей элементов растительности // Журнал радиоэлектроники, ISSN 1684-1719, N6, 2019. DOI 10.30898/1684-1719.2019.6.14
3. Кюркчан А. Г., Маненков С. А. Применение модифицированного метода дискретных источников к задаче дифракции поля точечного источника на теле вращения в плоскослоистом волноводе // T-Comm - Телекоммуникации и Транспорт, т. 12, № 7, 2018, С. 4-11.
4. Waterman P.C. Numerical solution of electromagnetic scattering problems / Computer Techniques for Electromagnetics, Pergamon Press, 1973, – Pp. 97-157.
5. Born M., Wolf E. Principles of Optics, ed. 7, Cambridge University Press, 1999.

References

1. Volkovskaya I.I., Semenov V.E. On the scattering and absorption of electromagnetic waves during excitation of dipole modes of a spherical particle // News of universities. Radiophysics. 2021. Vol. 64, No. 1. – Pp. 41–57.
2. Afonin A. A., Timofeev V. A. Polarization components of microwave radiation scattering for some models of vegetation elements // Journal of Radio Electronics, ISSN 1684-1719, N6, 2019. DOI 10.30898/1684-1719.2019.6.14
3. Kyurkchan A. G., Manenkov S. A. Application of the modified discrete source method to the problem of diffraction of the field of a point source on a body of rotation in a plane-layered waveguide // T-Comm - Telecommunications and Transport, Vol. 12, No. 7, 2018, – Pp. 4-11.
4. Waterman P.C. Numerical solution of electromagnetic scattering problems / Computer Techniques for Electromagnetics, Pergamon Press, 1973, – Pp. 97-157.
5. Born M., Wolf E. Principles of Optics, ed. 7, Cambridge University Press, 1999.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ КОММУТИРУЕМЫХ КАНАЛОВ МЭМС ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

А. Ф. Крячко[1], А. И. Тюрина[1]

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

Аннотация. При разработке МЭМС фазовращателей приходится решать проблему обеспечения низкого уровня потерь, достаточного уровня согласования переключателей и развязки их каналов, устранения возможности "провалов" на амплитудночастотных характеристиках, а также проблему коррекции фазочастотных характеристик четырехполюсников в каналах прохождения сигнала. Именно последней проблеме уделено особое внимание в докладе.

Ключевые слова: микроэлектромеханический переключатель, коммутируемый канал, входной импеданс, коэффициент передачи, связанная линия передачи, полосковая линия, фазовый дискрет, шлейф, резонанс, трансформирующий четырехполюсник, фазовращатель, наклон фазочастотной характеристики, амплитудочастотная характеристика.

ENSURING STABILITY OF PHASE SHIFT OF SWITCHED CHANNELS OF MEMS PHASE SHIFTERS

A. F. Kryachko[1], A. I. Tyurina[1]

[1]St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation of organization (SUAI), St. Petersburg, Russia

Abstract. When developing MEMS phase shifters, it is necessary to solve the problem of ensuring a low level of losses, a sufficient level of matching of switches and decoupling of their channels, eliminating the possibility of “dips” in the amplitude-frequency characteristics, as well as the problem of correcting the phase-frequency characteristics of quadripoles in signal channels. It is the latter problem that is given special attention in the report.

Keywords: microelectromechanical switch, switched channel, input impedance, transmission coefficient, coupled transmission line, strip line, phase discrete, loop, resonance, transforming quadripole, phase shifter, phase-frequency characteristic slope, amplitude-frequency characteristic.

1. Введение

Современную связную и радиолокационную аппаратуру невозможно представить без сканирующих антенных решеток, использующих фазовращатели с электронным управлением.

Испытательное и измерительное оборудование, медицинская техника и даже бытовая техника не обходятся без этих устройств (например, практически у каждого сейчас есть наушники с шумоподавлением).

Среди множества типов фазовращателей (цифровых, ферритовых, на поверхностных акустических волнах, на PIN диодах, на жидких кристаллах, фотонных) требования малых потерь, высокой линейности, низкой мощности управления, компактности и невысокой стоимости заставляют разработчиков обратить внимание на микроэлектромеханические переключатели (МЭМС, MEMS) - как основу для построения фазовращателей.

С целью уменьшения габаритов и потерь производство последних при работе с низким уровнем мощности сигналов их реализация, начиная с 50-х годов прошлого века, осуществляется по технологии гибридных интегрированных схем (ГИС). Такая технология предусматривает использование в структуре интегрированных схем сверхвысокочастотного диапазона линейных взаимных пассивных устройств (ЛВПУ), образованных путем объединения отрезков полосковых линий передачи, элементов (емкостей, индуктивностей, резисторов) с распределенными или сосредоточенными параметрами (дискретных элементов), а также полупроводниковых элементов, которые работают в режиме ключа или управляемой реактивности. Это объясняется простотой их планарной реализации в едином при определенных условиях технологическом цикле с возможностью обеспечить заданные рабочие параметры и снизить себестоимость радиотехнической системы.

Существующий аналитический аппарат позволяет на заданной частоте по заданным значениям рабочих параметров ЛВПУ выполнить расчет электрических параметров элементов их эквивалентных схем (значений волновых сопротивлений и электрической длины отрезков линий передачи, значений реактивных элементов и сопротивлений). Однако он получен с использованием одномодового приближения, то есть при условии взаимодействия элементов структуры на основном типе волны. Рассчитанные таким образом значения электрических параметров дают возможность осуществить переход к конструктивным параметрам элементов устройства (ширины и длины полосковых линий, расстояния между линиями с электромагнитной связью, размеров реактивных шлейфов, размеров элементов с распределенными параметрами, дискретных элементов).

Однако полученные результаты требуют дальнейшей отработки и доведения схемы с целью компенсации влияния существенных факторов и ограничений, не учтенных в существующих аналитических соотношениях, а именно: неоднородностей в местах соединения, дополнительных фазовых задержек сигнала, вызванных реальными, а не точечными размерами дискретных элементов схемы; отличного от идеализированного варианта эквивалентного представления коммутирующих элементов в схемах переключения каналов, управления фазовой задержкой сигнала и т.д. .

Дальнейшее развитие техники сверхвысоких частот во многих случаях сдерживается отсутствием совершенных методов проектирования, поскольку расчетные соотношения были получены без учета влияния упомянутых выше факторов.

Поэтому целесообразным является формирование обобщенного подхода к записи необходимых аналитических расчетных соотношений с возможностью учета влияния существенных факторов на основе развития теории высокочастотных цепей и многополюсников.

2. Обобщенные схемы каналов фазовой задержки

В фазовращателях с коммутируемыми каналами фазовый дискрет обеспечивается за счет скачкообразного изменения фазы коэффициента передачи при переключении каналов. При разработке таких фазовращателей приходится решать проблему обеспечения низкого уровня потерь, достаточного уровня согласования переключателей и развязки их каналов, устранения возможности "провалов" на амплитудночастотных характеристиках, а также проблему коррекции фазочастотных характеристик четырехполюсников в каналах прохождения сигнала. Именно последней проблеме необходимо уделять особое внимание.

Коммутируемые каналы должны обеспечивать заданное значение фазовой задержки φ_{21} сигнала при неизменной амплитуде. Обобщенно каждый такой канал

можно представить в виде взаимного реактивного симметричного четырехполюсника К, соединенного с переключателями с помощью отрезков линий с волновым сопротивлением Z и электрической длиной θ (рис. 1).

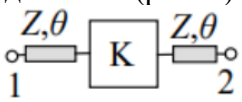


Рис. 1. Обобщенная схема канала фазовой задержки

Структура четырехполюсника К, фазовая задержка сигнала которого в этом случае составляет $\varphi_{k21}= \varphi_{21}-2\theta$, подбирается так, чтобы обеспечить линейность ФЧХ, стабильность дискрета фазы и согласование в заданной полосе частот. Стабильность $\Delta\varphi$ в полосе частот достигается [1] при одинаковых наклонах фазочастотных характеристик каналов на центральной частоте f_0,

Согласование канала фазовой задержки достигается путем выполнения для четырехполюсника К общего условия $z_{ie}= z_{i0}=1$ с нормированием электрических параметров элементов схемы канала к сопротивлению Z линии, которая в данном случае является подводящей $x_{ie}= x_{i0}=-1$.

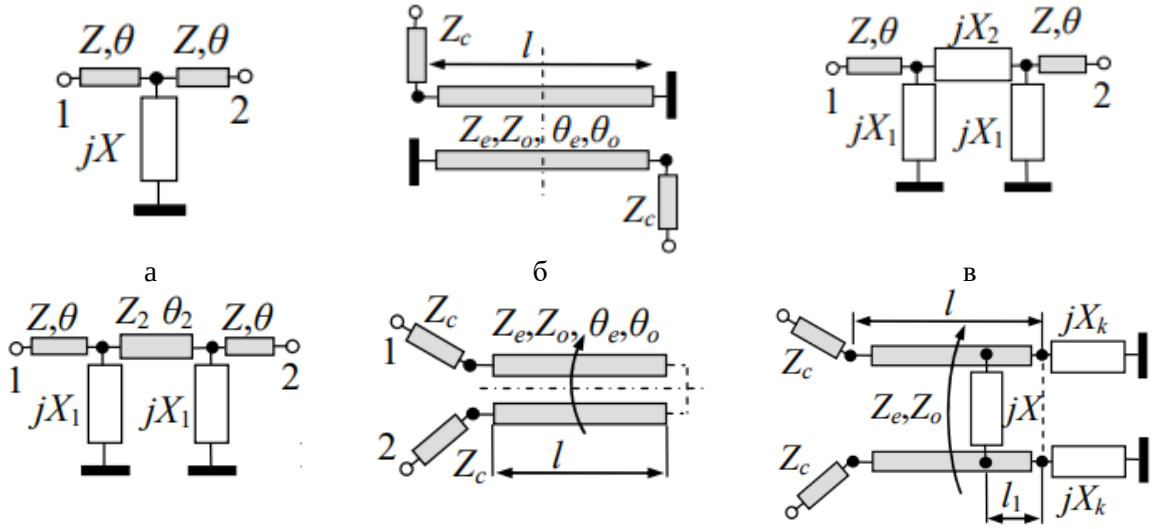


Рис. 2. Обобщенные схемы каналов фазовой задержки: а-с параллельной нагрузкой, б-диагонально-симметричной нагрузкой, в- со звеном П-типа, г-со звеном П-типа с отрезком, д-на отрезке связанной линии с односторонней нагрузкой, е- фазовый корректор С-типа.

На рисунках 2 а-е приведены обобщенные схемы каналов фазовой задержки.

Аналитические соотношения, определяющие наклон ФЧХ симметричных четырехполюсников коммутированных каналов [2], приведены на рисунке 3

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -x_1'\left(\frac{1}{1+x_1^2}+\frac{x_2^2}{d}\right)-\frac{2x_2'x_1^2}{d}-\frac{2\theta}{f} \qquad (1)$$

$$\left.\begin{aligned} z_{ie} = jx_{ie} &= \frac{j\sin\varphi_{ji}}{1-\cos\varphi_{ji}} = j\operatorname{ctg}\frac{\varphi_{ji}}{2} \\ z_{io} = jx_{io} &= \frac{-j\sin\varphi_{ji}}{1+\cos\varphi_{ji}} = -\operatorname{tg}\frac{\varphi_{ji}}{2} \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -x_1'\left(\frac{t_2}{d_o} - \frac{1}{d_e}\right)z_2^2 - \frac{z_2 x_1^2}{\cos^2\frac{\theta_2}{2}}\left(d_o^{-1} - d\right) \quad (3)$$

где $d_e = \left(x_1 t_2 - z_2\right)^2 + z_2^2 x_1^2$, $d_0 = \left(x_1 + z_2 t_2\right)^2$

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -x'\frac{2z_e^2}{A} - z_e\frac{z_e^2 + 4x^2}{A}\frac{\theta_e}{f} - \frac{z_o}{z_o^2\sin\theta_0 + \cos^2\theta_0}\frac{\theta_0}{f} - \frac{2\theta}{f} \quad (4)$$

Рис. 3 Аналитические соотношения, определяющие наклон ФЧХ

Данный подход к определению наклона ФЧХ канала фазовой задержки может быть применен и к другим вариантам схем симметричных четырехполюсников [3].

3. Алгоритм выравнивания наклонов ФЧХ каналов фазовращателя

Для выравнивания наклонов ФЧХ различных каналов в процессе проектирования исходя из заданного дискрета фазы φ необходимо:

1)выбрать значения фазовых сдвигов каналов φ_{21} ,

2)выбрать варианты схемной реализации четырехполюсников К,

3)задать значения параметров Z и θ соединительных отрезков.

4)далее исходя из фазового сдвига каждого четырехполюсника $\varphi_{k21} = \varphi_{21} - 2\theta = \varphi_{21}$ по соотношению (10) рассчитываются значения входных сопротивлений, которые должны быть у парциальных схем синфазно-противофазного возбуждения для согласования.

Из выражений для входных сопротивлений рассчитывают значения неизвестных электрических параметров элементов схемы четырехполюсника.

Для реактивных сопротивлений jXi в его составе выбирается вариант их реализации и записываются выражения для первых производных по частоте, подстановка которых в выражения типа (1, 3, 4) позволяет рассчитать наклон ФЧХ.

Коррекция наклона осуществляется изменением заданных значений электрических параметров элементов, или параметров Zs, θ, шлейфов, которыми реализуют сопротивления jXi.

4. Результаты моделирования и расчетов двух типовых каналов

Эффективность применения приведенного подхода к определению наклона ФЧХ канала фазовой задержки подтверждают расчеты и моделирование двух каналов, с фазовыми задержками φ_1=160°, второй φ_2=70° на базе микрополоской линии передачи, схемы и параметры которых приведены в таблице 1.

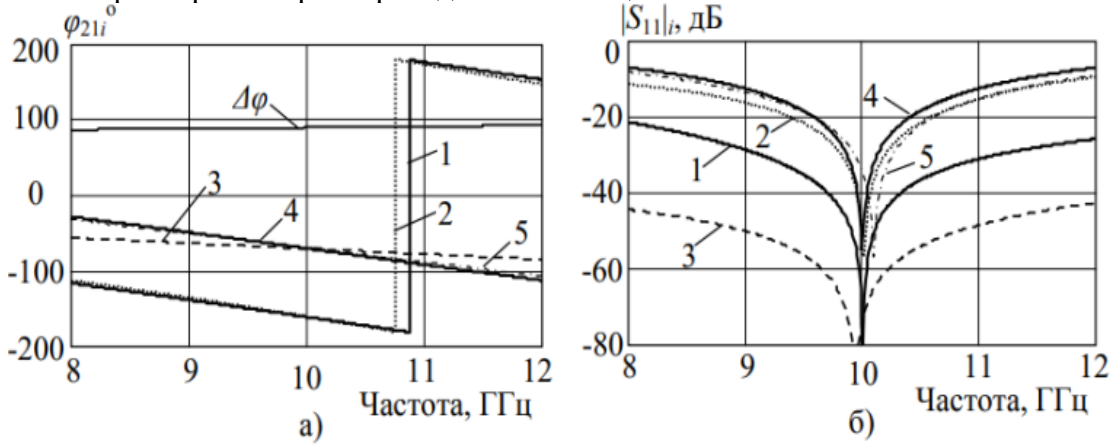
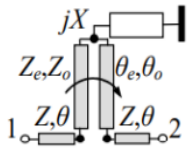
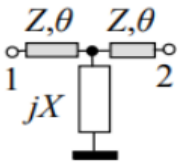


Рис. 4. Частотные зависимости фазового сдвига(а) и коэффициента отражения(б) каналов фазовой задержки на базе связанной линии и нагруженного отрезка линии.

Кривые 1 на рисунке 4,б, получены для первого канала (φ_1=160°). Наклон ФЧХ в этом случае составляет φ_{21}/df=-21°/ГГц. Как показывают исследования, при больших значениях φ_{21} изменение параметров шлейфа слабо влияет на наклон ФЧХ.

Таблица 1. Схемы и параметры элементов расчетных каналов

Канал	Схема	Параметры элементов	Частота	Волновое сопротивление отрезков линий
канал 1 ϕ=160°		Z=38.5 Ом, =29 Ом, θ=88.45 °, параметры шлейфа Z=70 Ом, θ=50.24 °	10 ГГц	37 Ом
канал 2 ϕ=70°		Z=37 Ом и электрической длиной θ=70°, праллельный шлейф Z=12 Ом, θ=90°	10 ГГц	37 Ом

То же самое наблюдается при изменении параметров самого отрезка связанной линии передачи, что видно из кривой 2 на рисунке 4,б, но при этом падает уровень согласования (кривая 2 на рисунке 4,в).

Использование во втором канале для реализации φ_2=70° отрезка линии при высоком уровне согласования дает ФЧХ с наклоном φ_{21}/df=-7°/ГГц (кривые 3). Повышение наклона до уровня первого канала обеспечивает параллельный шлейф (кривые 4). Приведенный на рисунке 4,а разностный фазовый сдвиг Δφ, рассчитанный из кривых 1 и 4, составляет 9 ±2° в полосе 8-12 ГГц.

5. Моделирование микрополоскового проходного фазовращателя

В ходе исследований также было проведено моделирование микрополоскового одноступенчатого проходного фазовращателя на коммутируемых каналах с фазовым дискретом Δφ=90° на частоту 10 ГГц с элементом управления состоянием устройства. Для переключателей выбрана схема с трансформирующим четырехполюсником, размещенным в каналах после разветвления (рисунок 5,а) в виде отрезка линии с параллельной реактивностью, реализованной разомкнутым на конце шлейфом.

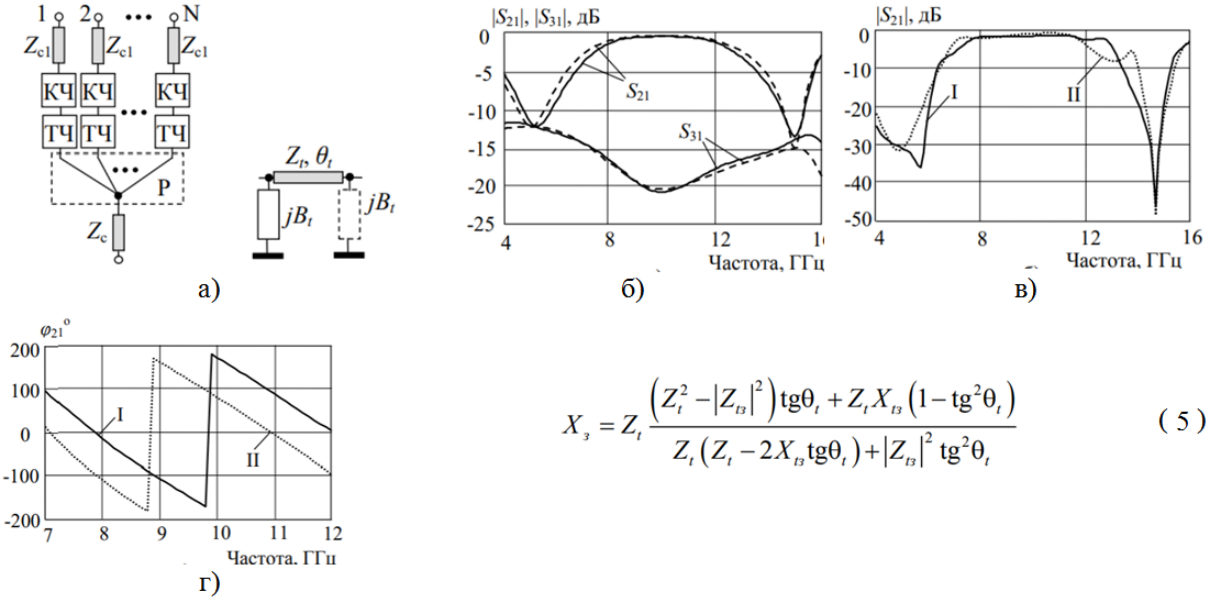
Для обеспечения более широкой полосы частот с учетом конструктивных особенностей данного вида элемента управления состоянием устройства, выбран вариант их последовательного включения.

На рисунке 5,б изображена АЧХ внесенного затухания с входа переключателя на открытый |Sφ_{21}| закрытый |Sφ_{31}| выходы. Пунктирные кривые относятся к переключателю с разветвлением без влияния неоднородности, а сплошные - с компенсацией ее влияния. Рабочая полоса ограничена с двух сторон последовательными резонансами закрытого канала [4, 5], частота которых согласно (5) составляет 5,02 ГГц и 14,98 ГГц что совпадает с результатами схемотехнического моделирования.

На рисунке 5,в изображены АЧХ потерь на затухание, которые были получены в результате схемотехнического моделирования одноступенчатого проходного фазовращателя при распространении сигнала по каналу I (нагруженный отрезок) и по

каналу II (отрезок ЗСЛ). Полоса частот фазовращателя ограничена сверху и снизу "провалами" за счет резонансов закрытых выходов переключателей. Вносимые потери в двух состояниях не превышают 1,4 дБ в пределах полосы 8-11 ГГц.

На рисунке 5,г приведены ФЧХ для двух состояний фазовращателя, которые показывают, что выравнивание наклонов ФЧХ обеспечило стабильность дискрета фазы в указанной полосе на уровне ± 2°.



$$X_э = Z_t \frac{\left(Z_t^2 - |Z_{тэ}|^2\right)\mathrm{tg}\theta_t + Z_t X_{тэ}\left(1 - \mathrm{tg}^2\theta_t\right)}{Z_t\left(Z_t - 2X_{тэ}\mathrm{tg}\theta_t\right) + |Z_{тэ}|^2\,\mathrm{tg}^2\theta_t} \qquad (5)$$

Рис. 5: а Схема с трансформирующим четырехполюсником, размещенными в каналах после разветвления, б- АЧХ внесенного затухания со входа переключателя на закрытый |Sφ21| и открытый |Sφ31| выходы.

Описанные подходы к расчету переключателей и каналов фазовой задержки были использованы [6] при исследовании одноступенчатого проходного фазовращателя на коммутируемых каналах с элементом управления состоянием устройства типа MEMS. Вносимое затухание не превысило 0,5 дБ. Исключительно хорошие результаты дало использование последовательно подключенных ключей металл-контактного типа.

6. Заключение

С момента своего появления в 90е годы прошлого века СВЧ-переключатели на основе МЭМС прошли долгий путь совершенствования и теперь представляют собой особый класс электромеханических компонентов, позволяющих создавать фазовращатели с уникальными параметрами. К числу их достоинств относятся компактность, линейность, малые вносимые потери, низкая мощность управления, достаточно высокое быстродействие и приемлемая надежность.

Такое сочетание параметров делает МЭМС-фазовращатели привлекательными для использования в аппаратуре как гражданского, так и аппаратуре с повышенными требованиями.

Литература

1. Хижа Г.С. СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на p-i-n-диодах в интегральном исполнении / Г.С. Хижа, И.Б. Вендик, Е.А. Серебрякова. – М.: Радио и связь, 1984. – 184 с.
2. Pillars B. Ka-band RF MEMS phase shifters / B. Pillars, S. Eshelmam, A. Malczewski, J. Ehmke, C. Goldsmith // IEEE Micro-wave and Guided Wave Letters. – 1999. – 9. – №12. – P.520-522.

3. Оборжицкий В. И. Особенности расчета дискретных СВЧ-фазовращателей с переключаемыми каналами / В. И. Оборжицкий, В. Д. Гонтар // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 2(68). – С. 23-28.
4. Pozar D. M. Microwave engineering / D. M. Pozar.: 4th ed. – New York : John Wiley & Sons, 2012. – 756 p.
5. Bahl I. J. Microwave solid-state circuit design / I. J. Bahl, P. Bhartia. – New York : John Wiley & Sons, 1988. – 914 p.
6. Крячко А.А., Беляков Н.И., Тюрина А.И. Электродинамическая модель оптического мультиплексора // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. Т. 77. № 8. С. 58–65. DOI: https://doi.org/10.18127/j20700784-202308-08

REFERENCES

1. . Khizha G.S. Microwave phase shifters and switches: Features of creation on p-i-n-diodes in an integrated design / G.S. Khizha, I.B. Vendik, E.A. Serebryakova. – M.: Radio and Communications, 1984. – 184 p.
2. Pillars B. Ka-band RF MEMS phase shifters / B. Pillars, S. Eshelmam, A. Malczewski, J. Ehmke, C. Goldsmith // IEEE Micro-wave and Guided Wave Letters. – 1999. – 9. – No. 12. – P.520-522.
3. Oborzhitsky V. I. Features of calculation of discrete microwave phase shifters with switchable channels / V. I. Oborzhitsky, V. D. Gontar // Technology and design in electronic equipment. – 2007. – No. 2(68). – pp. 23-28.
4. Pozar D. M. Microwave engineering / D. M. Pozar.: 4th ed. – New York: John Wiley & Sons, 2012. – 756 p.
5. Bahl I. J. Microwave solid-state circuit design / I. J. Bahl, P. Bhartia. – New York: John Wiley & Sons, 1988. – 914 p.
6. Kryachko A.A., Belyakov N.I., Tyurina A.I. Electrodynamic model of an optical multiplexer // Advances in modern radio electronics. 2023. T. 77. No. 8. pp. 58–65. DOI: https://doi.org/10.18127/j20700784-202308-08

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ АНТЕННЫ BOW-TIE ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КАНАЛА СВЯЗИ С БПЛА

Е. А. Ищенко[1], С. М. Фёдоров[1]

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

Аннотация. В работе рассматривается антенна Bow-Tie, которая предназначена для реализации системы связи на БПЛА. Для улучшения системы связи конструкция антенны исследуется с постепенным изменением конструкции. Так, рассматриваются случаи, когда антенна имеет простейшую однослойную конструкцию, когда для улучшения распределения токов добавляются боковые закругления, антенна переводится на двухслойное исполнение, а также добавляется линия согласования. Полученные результаты показывают, что антенна Bow-Tie может быть эффективно использована в системах связи с БПЛА.

Ключевые слова: Bow-Tie антенна, антенна для БПЛА, всенаправленная антенна, широкополосная связь.

OPTIMIZATION OF THE DESIGN OF THE BOW-TIE ANTENNA FOR IMPLEMENTING A COMMUNICATION CHANNEL WITH A UAV

E. A. Ishchenko[1], S. M. Fedorov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. This paper discusses the Bow-Tie antenna, which is designed to implement a communication system on a UAV. To improve the communication system, the antenna design is being studied with gradual design changes. Thus, cases are considered when the antenna has the simplest single-layer design, when lateral curves are added to improve current distribution, the antenna is converted to a two-layer design, and a matching line is added. The results show that the Bow-Tie antenna can be effectively used in UAV communications systems.

Keywords: Bow-Tie Antenna, UAV Antenna, Omnidirectional Antenna, Broadband.

1. Введение

Обеспечение систем связи с БПЛА является важной и актуальной задачей. Для того, чтобы обеспечить дальнюю и эффективную связь на БПЛА требуется устанавливать всенаправленную и эффективную антенну, а для наземного передатчика требуется применение направленной антенны. Реализация такой системы позволяет увеличить дальность связи, а также повысить качество передаваемых данных. Таким образом, особое внимание стоит уделять антенным устройствам как на БПЛА, так и на наземных пунктах управления. Для антенных устройств, которые устанавливаются на БПЛА важно обеспечить малые размеры, широкую полосу для реализации частотного скачка, а также перестройки каналов связи.

Для реализации антенных систем, обладающих малыми размерами для установки на БПЛА, применяется множество конструкций антенн. В работе [1] авторы предлагают для БПЛА использовать антенну на основе гибкой патч-антенны, которая помещается в закрытое пространство, имеющее форму параллелепипеда. Полученная антенна обладает двумя диапазонами частот, однако в наиболее эффективном и интересном для связи с БПЛА диапазоне 800-1500 МГц антенна обладает узкими полосами частот, при

этом из-за формы антенны нарушается аэродинамическая целостность БПЛА, так как воздушным потокам сложнее огибать такие антенны.

В работе [2] авторы предлагают использование всенаправленной круглой низкопрофильной антенны, которая формирует кольцевую поляризацию. Недостатками же полученной антенны является ее узкополосность, а также секторальная засветка, что ограничивает эффективность использования на БПЛА, так как уровень связи значительно снижается в зависимости от пространственного положения БПЛА. Также важно отметить, что при расположении антенны, обеспечивающего максимальную эффективность покрытия пространства с БПЛА будет возникать аэродинамическое торможение, что ухудшает дальность и скорость полетов.

Решением таких проблем является использование малых низкопрофильных антенн. Так в работе [3] авторы предлагают малые низкопрофильные антенны, которые позволят обеспечить высокоэффективную связь, однако выбранный миллиметровый диапазон может лишь быть использован для управления роем на ближних расстояниях. Однако важно отметить, что антенны, которые изготавливаются по планарным технологиям позволяют как ускорить производство, так и снизить аэродинамический профиль антенны.

Таким образом, наиболее оптимальными являются дипольные и аналогичные им антенны. Так в работах [4-6] авторы предлагают использовать подобные дипольным антеннам конструкции вида Bow-Tie. Такие антенны обеспечивают стабильный и широкий диапазон частот, а также всенаправленную диаграмму направленности. Проведенные исследования авторами показывают, что такие антенны могут быть изготовлены по множеству технологий. Однако все приведенные конструкции сложны в реализации и предназначены для работы на высоких частотах. В данной работе приводится исследование Bow-Tie антенны, выполненной на основе планарной технологии, установленной на БПЛА.

2. Базовая конструкция антенны Bow-Tie

Для реализации системы связи на основе антенны Bow-Tie была выбрана базовая конструкция антенны, которая изготавливалась на основе планарной технологии. Разрабатываемая конструкция антенны должна обеспечить стабильную работу на частоте 1240 МГц, что позволит обеспечить большую дальность связи с БПЛА. Для формирования антенны был выбран диэлектрик Fr-4, который обеспечивает наименьшую стоимость антенны. На рисунке 1 приводится вид базовой конструкции антенны Bow-Tie.

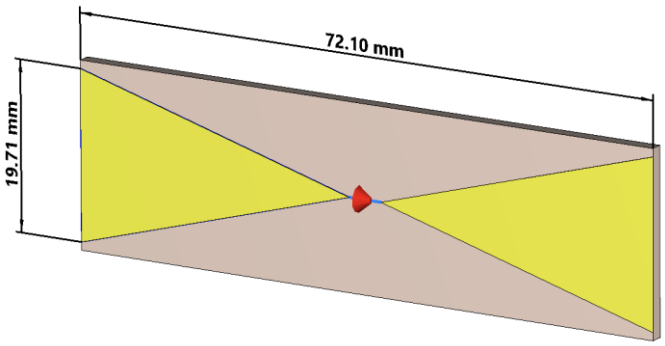
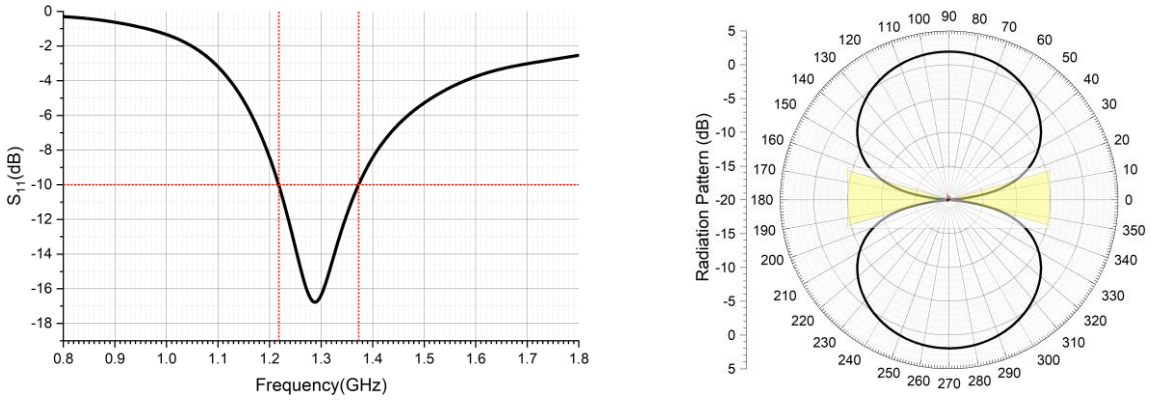


Рис. 1. Вид базовой конструкции антенны Bow-Tie на основе планарной технологии.

Приведенная конструкция антенны обладает малыми размерами, реализована на основе однослойного фольгированного диэлектрика Fr-4 толщиной 1.5 мм. Полученная

антенна обладает диапазоном рабочих частот от 1218 МГц до 1373 МГц, как это показано на рисунке 2а на основе графика возвратных потерь, а также диаграммой направленности, приведенной на рисунке 2б с КНД 1.98 дБ.



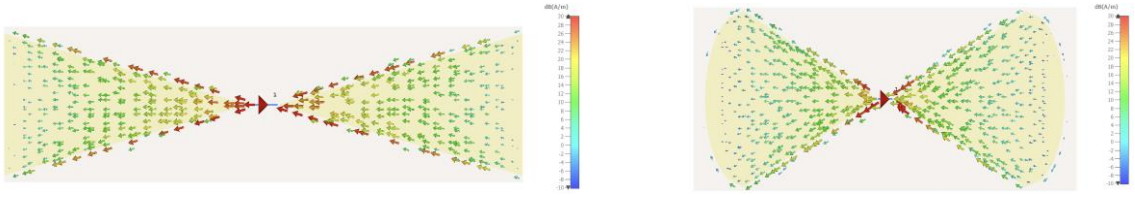
а) б)

Рис. 2. Характеристики антенны Bow-Tie базовой конструкции: а) график возвратных потерь; б) диаграмма направленности на частоте 1300 МГц.

Как показывают полученные результаты, антенна обеспечивает всенаправленное излучение, при этом позволяет обеспечить высокую эффективность. Рассмотрим возможность модификации базовой конструкции антенны для последующего улучшения характеристик антенны.

3. Модификация конструкции антенны Bow-Tie для улучшения характеристик

Базовая конструкция антенны Bow-Tie может быть модифицирована путем скругления боковых лепестков, так как это позволит выравнивать токи, которые протекают в антенне. На рисунке 3 приводится вид картин токов, протекающих в антенне как в базовой конструкции, так и в модифицированной (с боковыми закруглениями).



а) б)

Рис. 3. Картины токов в антенне Bow-Tie: а) стандартная конструкция; б) антенна с закругленными краями.

Полученные картины токов показывают, что применение закругления на концах излучателя позволяют улучшить характеристики антенны, при этом происходит небольшое увеличение геометрических размеров – рисунок 4.

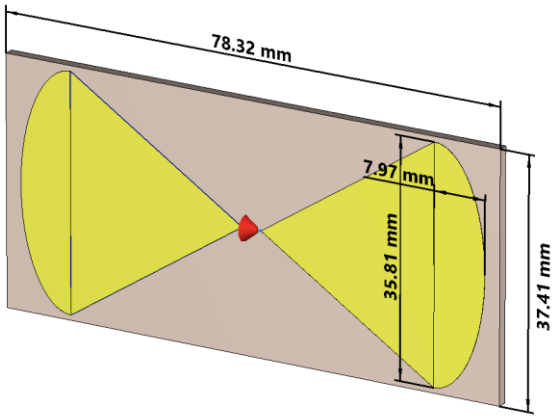
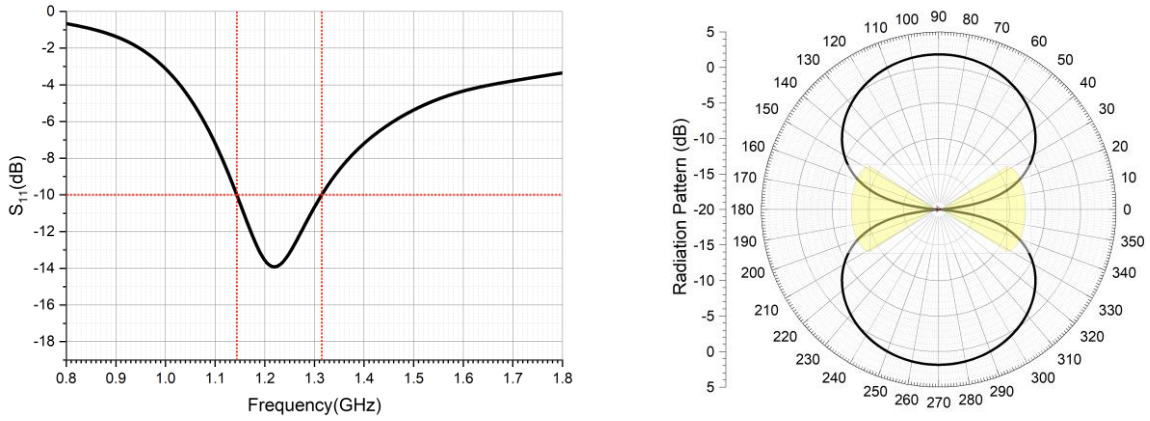


Рис. 4. Конструкция антенны с закругленными краями для улучшения характеристик.

Полученная антенна обеспечивает работу в диапазоне рабочих частот от 1144 МГц до 1315 МГц (рисунок 5а), а КНД антенны на частоте 1300 МГц составил 2 дБ – рисунок 5б.



а) б)

Рис. 5. Характеристики антенны Bow-Tie с закругленными краями: а) график возвратных потерь; б) диаграмма направленности на частоте 1300 МГц.

Полученные результаты показывают, что применение закругления у излучателя улучшает характеристики антенны, однако возникает ограничение, которое вызвано линией согласования. Рассмотрим дополнительные модификации, которые позволят улучшить характеристики антенны. Для этого изменим две конструктивные особенности антенны:

1) Разместим каждое плечо излучателя на разных слоях – сформируем двухслойную антенну, при этом изменим толщину диэлектрика на 1 мм, что позволит уменьшить профиль антенны;

2) Добавим линию согласования, которая представляет из себя трапециевидную линию.

Вид модифицированной антенны Bow-Tie приводится на рисунке 6.

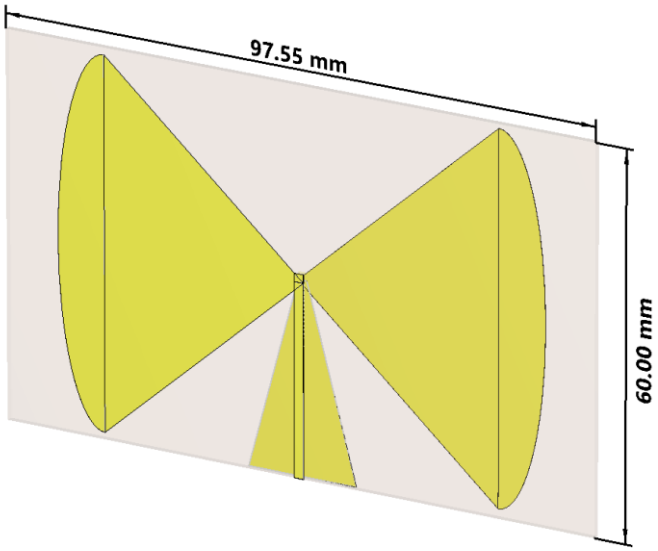
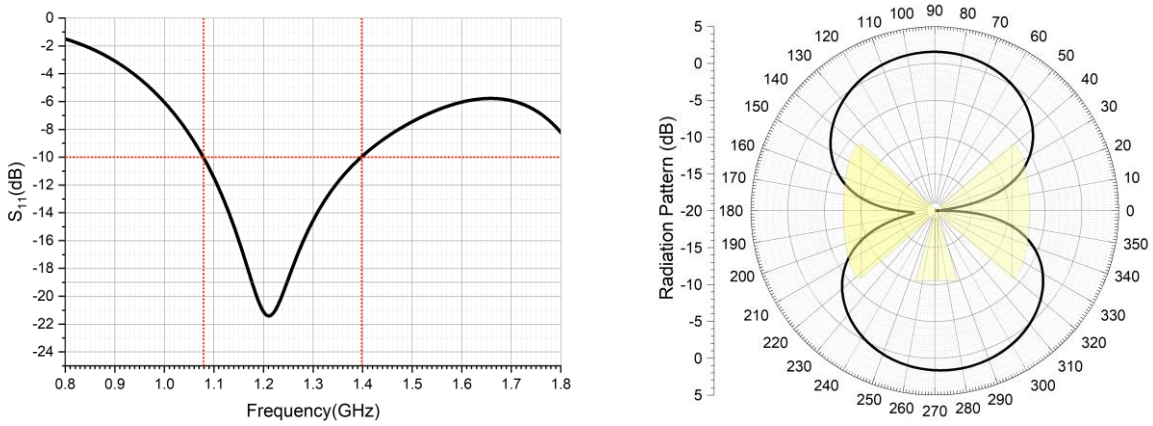


Рис. 6. Вид модифицированной антенны Bow-Tie с закругленными лепестками, с добавлением линии согласования, размещением лепестков на двух слоях.

Полученная антенна благодаря применению линии согласования, а также использованию двухслойной конструкции позволила реализовать диапазон рабочих частот от 1079 МГц до 1398 МГц – рисунок 7а. Таким образом, отчетливо видно, что антенна стала обладать намного более широким диапазоном частот, так как улучшилось согласование, при этом КНД антенны составил 2.1 дБ – рисунок 7б.



а) б)

Рис. 7. Характеристики антенны Bow-Tie с закругленными краями, линией согласования и двухслойной конструкцией: а) график возвратных потерь; б) диаграмма направленности на частоте 1300 МГц.

Полученные результаты показывают, что использование приведенной конструкции позволяет значительно улучшить характеристики антенны по сравнению с изначальными. Однако с точки зрения анализа конструкции можно рассмотреть еще один вариант антенны, когда линия согласования имеет экспоненциальные профиль, как это показано на рисунке 8.

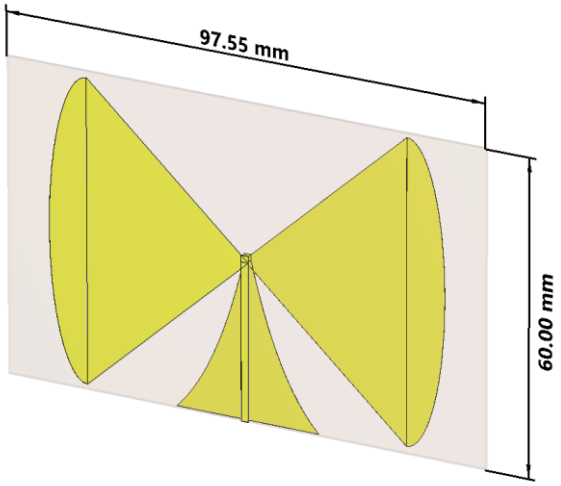
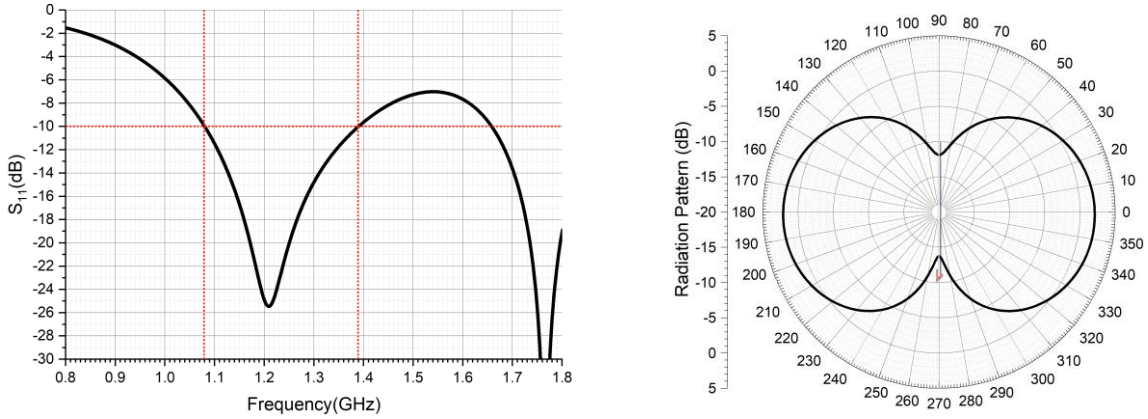


Рис. 8. Конструкция антенны с экспоненциальной линией согласования и двухслойным исполнением.

Рассмотрим характеристики полученной антенны с модифицированной линией согласования. Полученные результаты показывают, что антенна обладает диапазоном рабочих частот от 1079 МГц до 1389 МГц – рисунок 9а; КНД полученной антенны на частоте 1300 МГц составляет 2.13 дБ – рисунок 9б.



а) б)

Рис. 9. Характеристики антенны Bow-Tie с закругленными краями, экспоненциальной линией согласования и двухслойной конструкцией: а) график возвратных потерь; б) диаграмма направленности на частоте 1300 МГц.

Таким образом, отчетливо видно, что все вносимые изменения в конструкцию антенны приводят к улучшению характеристик, а использование планарной технологии позволяет обеспечить оптимальный аэродинамический профиль для антенны, предназначенной для БПЛА. В таблице 1 приводятся сводные характеристики антенны при использовании всех видов конструкций, которые рассматривались в данной работе.

Полученные результаты показывают, что повышение согласования путем применения линии питания, а также двухслойного исполнения антенны позволило реализовать широкополосную связь с высоким уровнем КНД для малого БПЛА.

Таблица 1. Характеристики антенны при использовании всех видов конструкции

Тип антенны	Базовая конструкция	Антенна с закруглениями	Двухслойная антенна с трапециевидной линией согласования	Двухслойная антенна с экспоненциальной линией согласования
Диапазон рабочих частот, МГц	1218-1373	1144-1315	1079-1398	1079-1389
Полоса рабочих частот, МГц	155	171	319	310
КНД антенны макс., дБ	1.98	2.00	2.1	2.13
Геометрические размеры, мм	72.1x21.6x1.5	78.3x37.4x1.5	97.6x60.0x1.0	97.6x60.0x1.0

4. Заключение

Проведенное исследование показывает, что для реализации связи на БПЛА выгодно использовать компактные низкопрофильные антенны. Примером такой антенны является антенна Bow-Tie в планарном изготовлении. Полученная антенна может быть модифицирована для улучшения характеристик, при этом антенна обладает малыми размерами, при этом размеры антенны не превышают 0.5 длины волны на целевой частоте. Проведенные исследования показывают, что использование двухслойного исполнения, а также линии согласования удается значительно улучшить характеристики антенны.

Литература

1. Cui Y., Luo P., Gong Q., Li R. A Compact Tri-Band Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna for UAV Applications. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, Vol. 18, No. 4. – pp. 601-605.
2. Wu D., Chen X., Yang L., Fu G., Shi X. Compact and Low-Profile Omnidirectional Circularly Polarized Antenna With Four Coupling Arcs for UAV Applications. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, Vol. 16. – pp. 2919-2922.
3. Siddiq S. S., Karthikeya G. S., Tanjavur T., Agnihotri N. Microstrip dual band millimeter-wave antenna array for UAV applications. // 2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), 2016. – pp. 1-4.
4. Nosrati M., Jafargholi A., Pazoki R., Tavassolian N. Broadband Slotted Blade Dipole Antenna for Airborne UAV Applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, Vol. 66, No. 8. – pp. 3857-3864.
5. Choudhary E., Sharma S., Yadav P. A Modified Wideband Bow-Tie Antenna with DGS for Wireless Fidelity Range // 2018 International Conference on Advanced Computation and Telecommunication (ICACAT), 2018. – pp. 1-5.
6. Dadgarpour A., Zarghooni B., Virdee B. S., Denidni T. A. Millimeter-Wave High-Gain SIW End-Fire Bow-tie Antenna. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, Vol. 63, No. 5. – pp. 2337-2342.

REFERENCES

1. Cui Y., Luo P., Gong Q., Li R. A Compact Tri-Band Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna for UAV Applications. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, Vol. 18, No. 4. – pp. 601-605.
2. Wu D., Chen X., Yang L., Fu G., Shi X. Compact and Low-Profile Omnidirectional Circularly Polarized Antenna With Four Coupling Arcs for UAV Applications. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, Vol. 16. – pp. 2919-2922.
3. Siddiq S. S., Karthikeya G. S., Tanjavur T., Agnihotri N. Microstrip dual band millimeter-wave antenna array for UAV applications. // 2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), 2016. – pp. 1-4.
4. Nosrati M., Jafargholi A., Pazoki R., Tavassolian N. Broadband Slotted Blade Dipole Antenna for Airborne UAV Applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, Vol. 66, No. 8. – pp. 3857-3864.
5. Choudhary E., Sharma S., Yadav P. A Modified Wideband Bow-Tie Antenna with DGS for Wireless Fidelity Range // 2018 International Conference on Advanced Computation and Telecommunication (ICACAT), 2018. – pp. 1-5.
6. Dadgarpour A., Zarghooni B., Virdee B. S., Denidni T. A. Millimeter-Wave High-Gain SIW End-Fire Bow-tie Antenna. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, Vol. 63, No. 5. – pp. 2337-2342.

ОСОБЕННОСТИ И СПЕЦИФИКА СОЗДАНИЯ 3D ОСЛАБЛЯЮЩИХ СТРУКТУР ГИГАГЕРЦЕВОГО ДИАПАЗОНА

М.И. Аметов[1], Р.Г. Губайдуллин[1], А.С. Мазинов[1]

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

Аннотация. В работе представлено создание 3D ослабляющих структур на основе фольгированного стеклотекстолита. В результате исследований были построены их диаграммы рассеивания в гигагерцевом диапазоне и рассчитаны величины ослабления главного лепестка. На основании исследований диаграмм рассеивания, был сделан вывод о способности 3D структур метаматериалов к значительному ослаблению электромагнитной волны гигагерцевого диапазона.

Ключевые слова: ослабляющие структуры, 3D структуры, ГГц диапазон, диаграмма рассеивания, метаматериалы, электромагнитная совместимость.

FEATURES AND SPECIFICS OF CREATING 3D ATTENUATING STRUCTURES OF THE GIGAHERTZ BAND

M.I. Ametov[1], R.G. Gubaidullin[1], A.S. Mazinov[1]

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

Abstract. The paper presents the creation of 3D weakening structures based on foiled fiberglass. As a result of the research, their scattering diagrams in the gigahertz range were constructed and the attenuation values of the main lobe were calculated. Based on the studies of scattering diagrams, it was concluded that the 3D structures of metamaterials are capable of significantly attenuating the electromagnetic wave of the gigahertz range.

Keywords: attenuating structures, 3D structures, Gigahertz band, scattering diagram, metamaterials, electromagnetic compatibility.

1. Введение

В настоящее время из-за большого количества источников электромагнитных полей, различных беспроводных устройств и электронных систем в ГГц диапазоне среди основных проблем стала проблема электромагнитной совместимости. 3D ослабляющие структуры могут помочь управлять электромагнитными полями, улучшая работу устройств и снижая уровень помех [1].

Такими 3D ослабляющими структурами являются метаматериалы представляющие собой искусственно сформированную структуру с уникальными электрическими и магнитными свойствами [2]. Такими свойствами как отрицательная магнитная и отрицательная диэлектрическая проницаемости [3]. Создание 3D метаматериалов в гигагерцевом диапазоне основано на построении структуры микрорезонаторов определенной геометрией. [2,3]

Основной целью представленной работы является особенности создания 3D ослабляющей структуры, проверка ослабляющих свойств и сравнение 2D ослабляющих метаматериалов с 3D структурой.

2. Методы

Для создания 3D ослабляющей структуры использовался материал с двухсторонней металлизацией, в качестве которого был выбран фольгированный стеклотекстолит. Формирование топологии структуры метаматериала проводились методом фрезерования

на ЧПУ станке MDX-540[4]. Размеры ячейки структуры 18×18мм, ячейка содержала в себе проводящие резонаторы с размерами, указанными на рисунке 1. Геометрические параметры элементов ячеек выбирались исходя из расчета четвертьволновых размеров расчетной резонансной частоты - 20,5 ГГц [4,5].

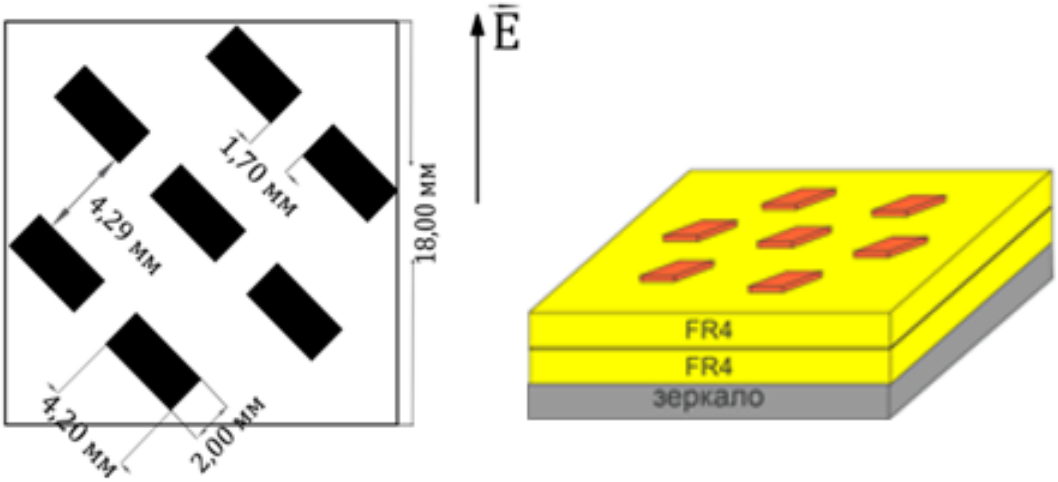


Рис. 1. Размеры создаваемых ячеек ослабляющей структуры.

Общая площадь получаемой структуры составляла 51,84 см^2, толщина – 2,8 см.

В качестве предмета исследований в работе были выбраны метаматериалы, в которых ячейки диагонально-ориентированного типа располагаются в два слоя, на алюминиевой пластине, формируя 3D ослабляющую структуру, как показано на рисунке 1.

Модельное представление 3D ослабляющих структур представлено на рисунке 2. Компьютерное моделирование производилось в программе Ansonft HFSS [6]. 3D ослабляющая структура представляла собой двухслойную метаструктуру состоящую из диагонально-ориентированных метаструктур 135° и 45°.

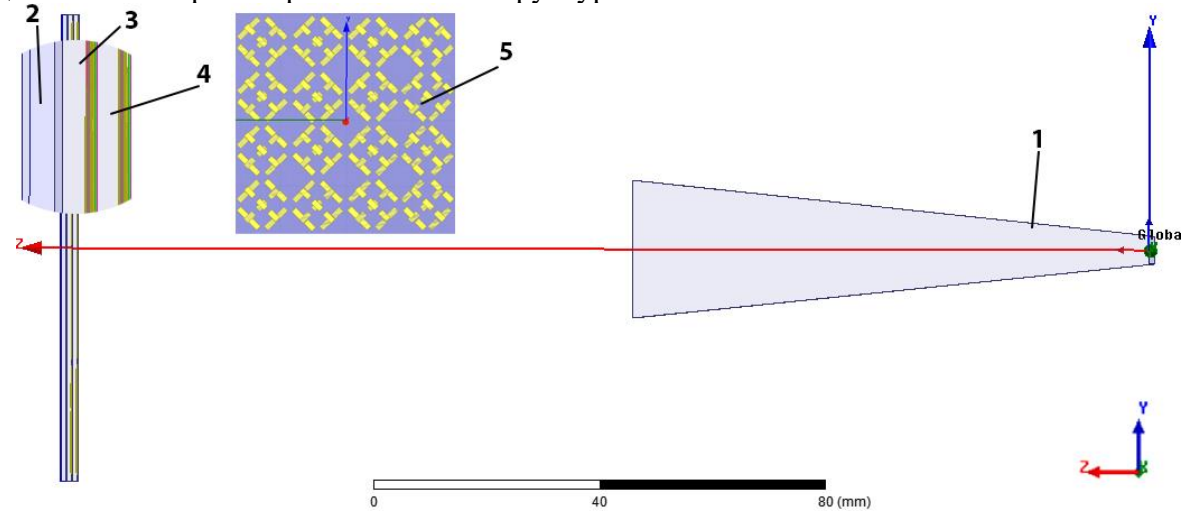


Рис. 2. Компьютерная модель крестообразной метаструктуры:
1 – рупорная антенна; 2 – зеркало; 3 -метаструктура из отрезков под углом 45°; 4 - метаструктура из отрезков под углом 135°;
5 – внешний вид матрицы.

Исследования диаграмм рассеивания 3D ослабляющей структуры проводились в открытом пространстве, на собранной установки, предоставленной на рисунке 3.

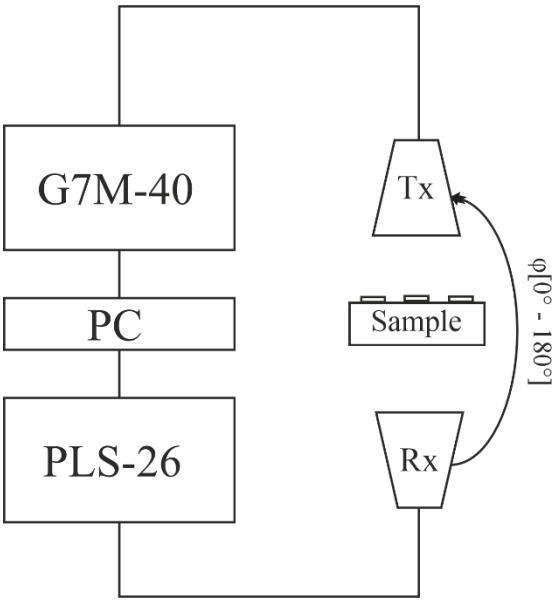


Рис. 3. Структурная схема измерительной установки.

3. Результаты

Исследована частотная характеристика, а также диаграммы рассеивания 3D ослабляющей структуры с помощью компьютерного моделирования. На основе моделирования были проведены эксперименты и построены, и исследованы частотная характеристика и диаграмма рассеивания ослабляющей метаструктуры. Диаграмма рассеивания 3D ослабляющей структуры в декартовой системе координат получены в ходе эксперимента представлена на рисунке 4. Диаграмма рассеивания, построенная на основе результатов компьютерного моделирования представлена на рисунке 5.

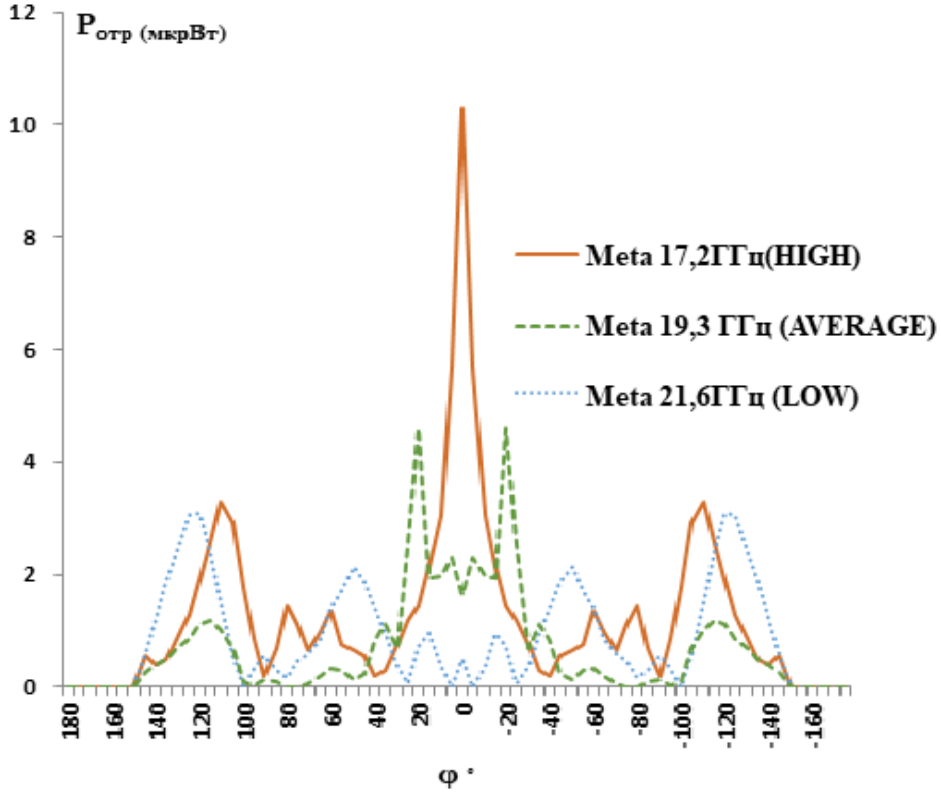


Рис. 4. Диаграмма рассеивания 3D ослабляющей структуры.

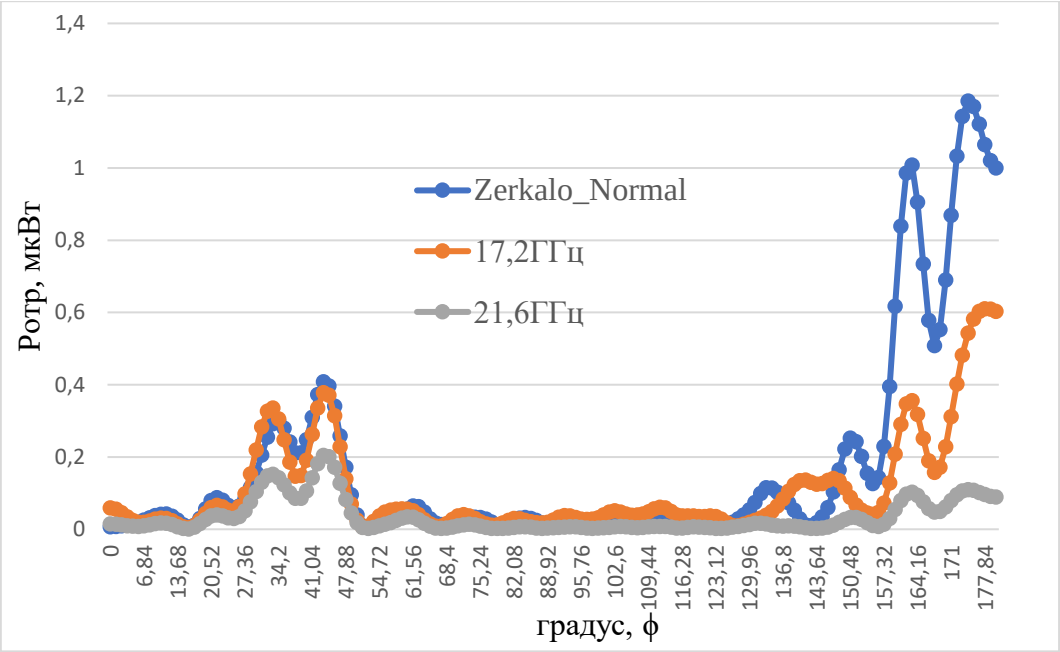


Рис. 5. Диаграмма рассеивания 3D ослабляющей структуры полученное компьютерным моделированием.

4. Заключение

В результате выполнения работы были рассмотрены особенности создания 3D ослабляющих структур метаматериала, проведено компьютерное численное моделирование структур. Были измерены частотные характеристики и диаграммы рассеивания ослабляющих структур, получены диаграммы рассеивания с помощью компьютерного моделирования. Результаты экспериментального измерения полностью подтвердили полученные результаты при компьютерном моделировании. Из основных полученных данных можно выделить, что диаграммы рассеивания 3D ослабляющих структур показывают, что подобные структуры обладают большой способностью к ослаблению электромагнитных волн за счет деструктивной интерференции. Максимум ослабления электромагнитных волн гигагерцевого диапазона был достигнуть на частоте 21,6 ГГц.

Литература

1. Колесников Р. А., Зюзин В. Д., Воронцов А. И., Лопухов Р. С., Багажков Д. И. Проблема электромагнитной совместимости. Электромагнитная обстановка и анализ источников помех для оборудования связи // Инновации и инвестиции. 2020. №10. с. 154-158.
2. Дементьев А.Н. Метаматериалы в радиоэлектронике: от исследований к разработкам / Дементьев А.Н., Жуков А.О., Ильков В.К., Скрынский В.Р. – Техносфера, 2023.
3. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ε и μ. // Успехи физ. Наук. - 1967, т. 92, с. 517–526.
4. А.С. Мазинов, И.Ш. Фитаев, Н.А. Болдырев. Ослабление нормальной составляющей отраженной электромагнитной волны комбинированными радиопоглощающими покрытиями // Письма в ЖТФ, 2022, том 48, вып. 19.
5. Мазинов А.С., Фитаев И.Ш, Болдырев Н.А. Влияние пространственной ориентации проводящих элементов составной метаповерхности на их частотные характеристики и диаграммы рассеивания в СВЧ-диапазоне // Радиотехника и связь DOI 10.36622/VSTU.2022.18.4.012

6. Васильченко В.М., Губайдуллин Р.Г., Старостенко В.В., Полетаев Д.А., Исследование безотражательных свойств искусственных периодических структур на критических частотах в диапазоне 16-25 ГГц // Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ , 2023, т.4, с. 56-63.

REFERENCES

1. Kolesnikov R. A., Zyuzin V. D., Vorontsov A. I., Lopukhov R. S., Baggage D. I. The problem of electromagnetic compatibility. Electromagnetic environment and analysis of interference sources for communication equipment // Innovations and investments. 2020. No.10. pp. 154-158.
2. Dementyev A.N. Metamaterials in radio electronics: from research to development / Dementyev A.N., Zhukov A.O., Ilkov V.K., Skrinsky V.R. – Technosphere, 2023.
3. Veselago V. G. Electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ. // Successes of physics. Sciences. - 1967, vol. 92, pp. 517-526.
4. A.S. Mazinov, I.S. Fitaev, N.A. Boldyrev. Attenuation of the normal component of the reflected electromagnetic wave by combined radio-absorbing coatings // Letters to ZHTF, 2022, volume 48, issue 19.
5. Mazinov A.S., Fitaev I.Sh, Boldyrev N.A. Influence of spatial orientation of conductive elements of a composite metasurface on their frequency characteristics and scattering diagrams in the microwave range // Radio Engineering and communications DOI 10.36622/VSTU.2022.18.4.012
6. Vasilchenko V.M., Gubaidullin R.G., Starostenko V.V., Poletaev D.A., Investigation of non-reflective properties of artificial periodic structures at critical frequencies in the range of 16-25 GHz // Proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of VSU, 2023, vol. 4, pp. 56-63.

ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ИСПОЛНЕНИЯ БЛОКОВ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДКМВ ДИАПАЗОНА

Д. Х. Варэс[1], И. Ю. Хлопушин[1]

[1]АО «НПП «Полет», Нижний Новгород, РФ

Аннотация. Современные телекоммуникационные авиационные системы, работающие в ДКМВ диапазоне, должны обеспечивать надежную работу с широким спектром разнотипных антенн, размещаемых на летательных аппаратах. Одним из вариантов повышения надежности связи является согласование радиочастотных фидеров с антеннами различных типов в широкой полосе частот посредством специального устройства. От решения этой задачи напрямую зависят достоверность передачи информации и дальность связи, масса и габариты бортовых радиостанций и комплексов радиосвязи. В статье рассмотрены конструктивные особенности блоков антенных согласующих устройств дискретного и распределенного типа, предназначенных для согласования бортовых антенн ДКМВ диапазона.

Ключевые слова: антенное согласующее устройство, антенна, конструкция.

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

D.H. Vares[1], I. Yu. Khlopushin[1]

[1]JSC " NPP "Polet", Nizhny Novgorod, RF

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

Keywords: antenna coupler, antenna, construction.

1. Введение

Антенные согласующие устройства (АСУ) выполняют функцию автоматического согласования импеданса антенн с волновым сопротивлением радиочастотного фидера.

Существует несколько типов АСУ, в частности:

АСУ с использованием дискретных, либо дискретных с плавной подстройкой элементов настройки;

АСУ на основе согласующих контуров распределенного типа (АСУ РТ).

Выше перечисленные типы АСУ характеризуются целым рядом особенностей, от которых напрямую зависит работа антенно-фидерного тракта и радиостанции в целом.

Дискретные АСУ имеют малые массу и габариты, высокие значения КБВ во всем рабочем диапазоне частот, но обладают существенными недостатками, такими как:

- малое быстродействие (время настройки «по алгоритму» до 15 с, «по памяти» - 200 мс, что обусловлено весьма сложным поисковым алгоритмом настройки;

- невозможность стабильной работы при изменении импеданса антенн: даже небольшие изменения параметров антенны зачастую приводят к появлению областей рассогласования, ликвидировать которые можно несколькими способами, а именно: в лучшем случае - коррекцией алгоритма и программы работы АСУ, в общем случае – введением дополнительных элементов настройки в согласующий контур, что ведет за собой не только коррекцию алгоритма и программного обеспечения (ПО), но и коррекцию комплекта конструкторской документации (КД) АСУ, доработку матчасти;

- на ряде частот во время работы на передачу отдельные элементы согласующего контура работают в режиме существенного перегрева, в то время как на остальной части согласующего контура потерь мощности и выделения тепла не происходит.

АСУ РТ имеет отличающиеся от АСУ дискретного типа электрическую схему и алгоритм настройки, благодаря чему удается избежать перечисленных недостатков, однако и этот тип АСУ является далеко не идеальным.

- Так, из-за большего, по сравнению с АСУ дискретного типа, количества используемых электрорадиоизделий (ЭРИ), особенно высокочастотных вакуумных реле, при малых мощностях радиостанций АСУ РТ проигрывают дискретным аналогам по массо-габаритным и надежностным показателям.

- АСУ РТ обеспечивают работу с антеннами электрического типа, однако с высокодобротными антеннами магнитного типа практически не работают в нижней части ДКМВ диапазона частот по причине малости (≤1 Ом) активной составляющей импеданса таких антенн.

Рассмотрим особенности конструктивного исполнения АСУ указанных типов.

2. Основная часть

На рисунке 1 показана схема конструкции типового блока АСУ.

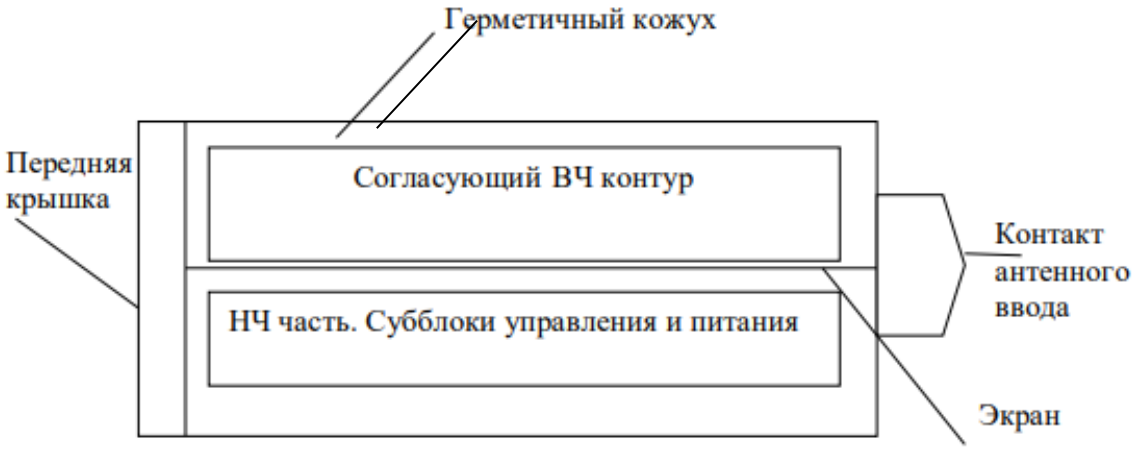


Рис. 1. Схема конструкции типового блока АСУ

Конструкция блоков АСУ определяется местом их размещения на объекте, требуемыми для корректной работы блоков условиями, требованиями по стойкости к воздействию внешних механических и климатических факторов, а также требованиями к электромагнитной совместимости и безопасности при эксплуатации и ремонте.

Блоки АСУ герметичны. Внутри закрытого гермообъема на специальной несущей конструкции устанавливаются все субблоки, узлы и ЭРИ. Согласующий контур и прочие высокочастотные (ВЧ) элементы и субблоки должны быть надежно экранированы от низкочастотной (НЧ) части блока. Коммутация субблоков, узлов и ЭРИ в блоке по цепям управления и питания осуществляется при помощи

низкочастотных соединителей и объемного монтажа проводами, либо с использованием специальных кроссплат. Электромонтаж элементов согласующего контура и прочие соединения по цепям высокой частоты внутри блока осуществляются при помощи ВЧ соединителей, коаксиальных кабелей, специальных плоских шин и медной проволоки.

Для осуществления внешней коммутации в блоках АСУ имеются:

Специальный ВЧ соединитель для подключения коаксиального кабеля волновым сопротивлением 50 Ом для передачи радиосигнала от усилителя мощности радиостанции.

НЧ соединитель для подключения блока АСУ к радиостанции по цепям управления и питания.

Контакт для подключения кабеля антенного ввода.

Шины металлизации для соединения блока АСУ с корпусным концом антенны и корпусом объекта.

Для корректной работы блоки АСУ требуют надежного электрического контакта с корпусом объекта на всем протяжении времени эксплуатации. Так, переходные сопротивления в местах присоединения элементов металлизации блоков АСУ с корпусом объекта не должны превышать 600 мкОм, а в месте присоединения корпусной шины антенного ввода к корпусному концу антенны объекта переходное сопротивление не должно превышать 400 мкОм.

Тепловые режимы работы блоков АСУ также имеют свои особенности. Радиостанции, как правило, работают в цикличном режиме, где цикл приема сменяется циклом передачи. В цикле приема радиостанция находится существенно дольше, чем работает на передачу. Соотношение длительности циклов прием/передача составляет примерно 3:1, для радиостанций большой мощности может быть и 5:1. Тепловые потери мощности в блоках АСУ происходят в процессе работы на передачу, и выделяется тепло в основном на элементах согласующего ВЧ контура. Наибольшее выделение тепла происходит на катушках индуктивности, поскольку они имеют наименьшую добротность (Q = 100-125) по сравнению с прочими элементами ВЧ контура. Следовательно, и потери в них будут наибольшими.

Тепловая мощность, рассеиваемая на отдельных катушках в блоках АСУ дискретного типа, может достигать 100 Вт, а температура наиболее теплонагруженных катушек может достигать 150-200 °С. Кроме того, к их взаимному расположению в блоке предъявляются специфические требования, вызванные взаимным влиянием магнитных полей, возникающих при работе. Отсюда следует, что при проектировании катушек индуктивности следует стремиться к уменьшению массогабаритных характеристик, повышению добротности катушек для снижения потерь в них, и стараться избежать эффекта взаимного влияния магнитных полей. Этих целей можно достигнуть, если использовать катушки на магнитопроводящем сердечнике.

Таким образом, обеспечение приемлемых тепловых режимов работы катушек индуктивности согласующего ВЧ контура в блоках АСУ превращается в отдельную инженерную задачу.

На рисунке 2 приведен фрагмент внутреннего объема блока АСУ дискретного типа (с катушками и реле), на рисунке 3 приведены габаритные размеры катушки индуктивности с сердечником из карбонильного железа и катушки без сердечника.

Среди прочих ЭРИ, на которых может происходить выделение тепла в блоках АСУ, следует отметить неполяризованные вакуумные высокочастотные реле и элементы субблока питания. Суммарная тепловая мощность, выделяемая на всех ВЧ реле неполяризованного типа, может достигать 25-30 Вт, а на отдельных силовых элементах субблоков питания может выделяться до 5-10 Вт.

Самым существенным различием между конструкциями блоков АСУ дискретного и распределенного типа является состав согласующего ВЧ контура и, как следствие, конструктивные решения при его расположении внутри блока, различия в номенклатуре и количестве ЭРИ, применяемых в блоках.

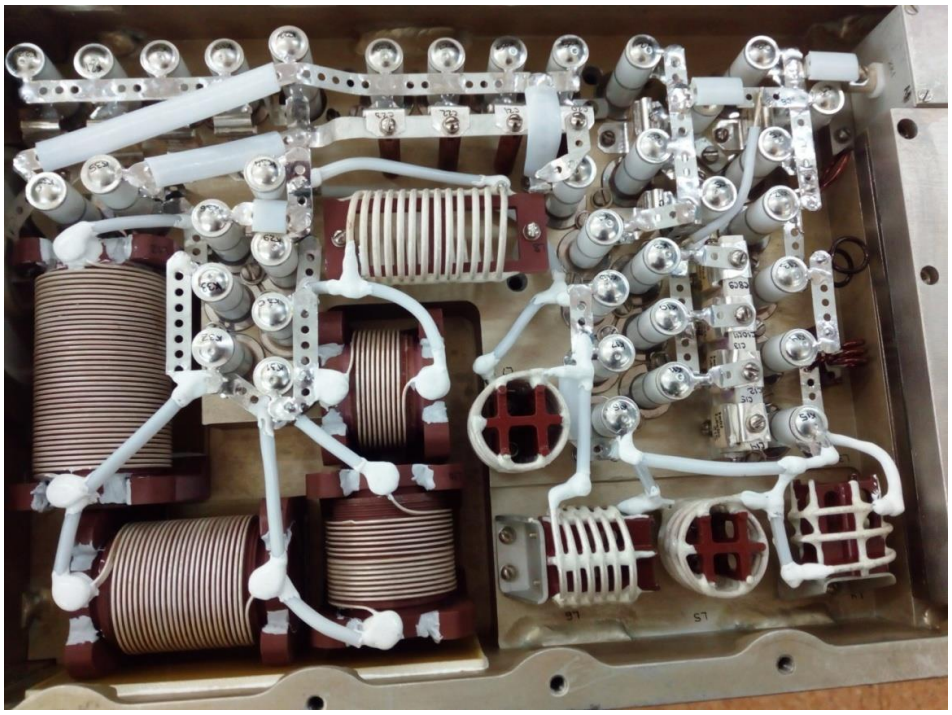


Рис. 2. Фрагмент внутреннего объема блока АСУ дискретного типа

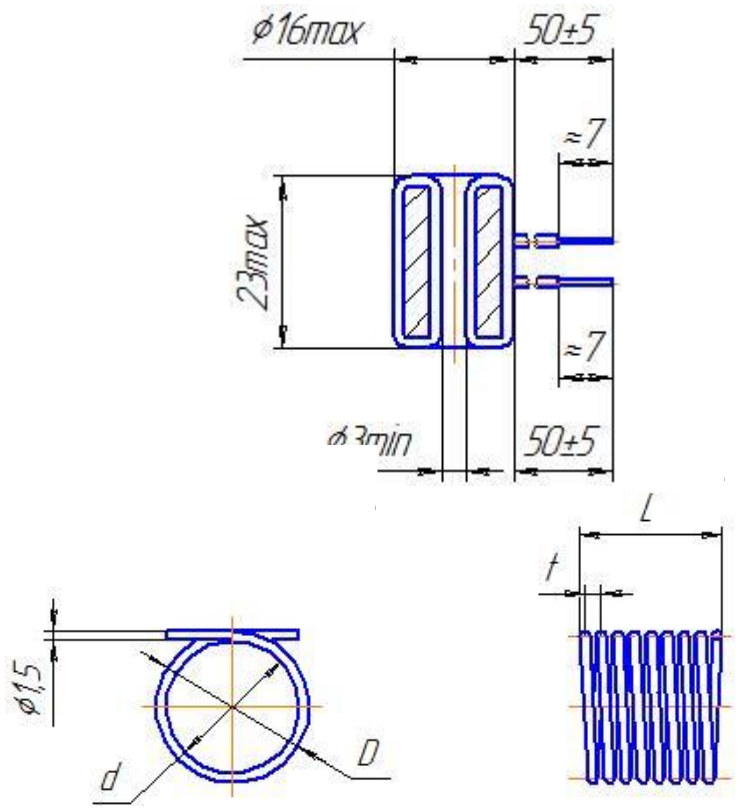


Рис. 3. Габаритные размеры катушки индуктивности с сердечником из карбонильного железа и катушки без сердечника.

Например, в согласующем контуре блока АСУ дискретного типа может использоваться до 12 различных по номиналу и размерам катушек индуктивности, 17 различных номиналов конденсаторов, реле двух типов (выключатели и переключатели). В блоках распределенного типа используются два согласующих контура, каждый из которых состоит из набора одинаковых ячеек, в которых используется повторяющийся набор из единообразных катушек и ЭРИ. Сравнение номенклатуры и количества ЭРИ, используемых в блоках АСУ, приведено в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение номенклатуры и количества ЭРИ в блоках АСУ

Тип АСУ	Номенклатура ЭРИ						Общее кол-во ЭРИ
	Катушки индуктивности		Конденсаторы		Реле		
	Кол-во номиналов	Кол-во элементов	Кол-во номиналов	Кол-во элементов	Кол-во типов	Кол-во элементов	
Дискретный	до 12	12	17	45	2	41	98
Распределенный	4	27	10	140	2	46	213

Соответственно, блоки АСУ РТ имеют более высокий уровень унификации составных частей и более приспособлены к серийному производству. Однако, следует отметить, что в блоках АСУ РТ количество элементов больше, чем в блоках дискретного типа. Этим недостатком обуславливаются габаритные размеры и масса блоков распределенного типа, которые до определенного диапазона мощностей радиостанции на 30-40% превышают габариты и массу блоков АСУ дискретного типа. Сравнение конструктивных характеристик блоков обоих типов приведено в таблице 2.

Таблица 2. Сравнение конструктивных характеристик АСУ различных типов

Средняя мощность радио-станции, Вт	Тип АСУ	Сравнительные конструктивные характеристики				Примечания
		Габариты мм	Масса кг	Максимальная рассеиваемая мощность, Вт	Тип охлаждения	
50-60	АСУ дискретного типа	400x92,5x152	3,4	75	Естественное воздушное	
	АСУ распределенного типа	-	-	-	-	АСУ не изготавливалось
100-120	АСУ дискретного типа	404x150x135	4,4	75	Естественное воздушное	
	АСУ распределенного типа	-	-	-	-	АСУ не изготавливалось

119-189	АСУ дискретного типа	410x125x194	7	168	Естественное воздушное	Допускается снижение мощности ПРД в определенных режимах работы
	АСУ распределенного типа	515x173x133	7,5	180	Естественное воздушное	
250-500	АСУ дискретного типа	623x267x270	15	418	Естественное воздушное	
	АСУ распределенного типа	-	-	-	-	АСУ не изготавливалось
1000	АСУ дискретного типа	941x256x288	32,5	450	Принудительное воздушное	Допускается снижение мощности ПРД в определенных режимах работы
	АСУ распределенного типа	820x282x282*	18,7*	450*	Принудительное воздушное	АСУ не изготавливалось

*Данные получены расчетным путем.

Из таблицы 2 видно, что конкурентоспособность и даже некоторый выигрыш по конструктивным характеристикам блоков АСУ распределенного типа по сравнению с блоками АСУ дискретного типа получаются только для радиостанций мощностью 189 Вт и выше. Это обусловлено особенностями в алгоритмах работы АСУ. Так, в работе АСУ дискретного типа существуют такие режимы, в которых подавляющая часть тепловой мощности в согласующем контуре выделяется на одной катушке индуктивности. Таких режимов несколько на разных частотах. Соответственно, катушек, испытывающих чрезмерные тепловые нагрузки, в контуре несколько. В результате вопрос обеспечения приемлемых температурных режимов работы отдельных ЭРИ приходится решать путем существенного увеличения размеров и массы катушек индуктивности, усложнения несущих конструкций для их установки, а также введением для них специальной принудительной системы охлаждения внутри блока. В некоторых случаях приходится даже снижать мощность передачи радиостанции.

Такого недостатка лишены блоки АСУ распределенного типа. В них тепловые потери равномерно распределяются между всеми ячейками согласующего контура и, таким образом, обеспечиваются существенно меньшие тепловые нагрузки на каждой ячейке ВЧ контура, в частности, на катушках индуктивности. Единственным проблемным узлом в блоках АСУ распределенного типа является узел т.н. «грубой настройки», на элементах которого (катушках индуктивности) происходит выделение существенной тепловой мощности (до 100Вт). Однако, решить задачу обеспечения тепловых режимов работы этого узла конструктивно проще, чем решать вопрос охлаждения для каждой отдельной катушки в контуре.

3. Перспективные решения при разработке конструкции блоков АСУ и проблемы, возникающие при конструировании

При конструировании следует стремиться к получению наилучших решений для нескольких ключевых характеристик изделия. К важнейшим конструктивным характеристикам для аппаратуры летательных аппаратов относятся: масса, габаритные размеры, устойчивость к внешним воздействиям, обеспечение заданных режимов работы, а также технологичность конструкции и стоимость изготовления изделий.

Все перечисленные характеристики, а особенно масса и габаритные размеры изделий, напрямую зависят от элементной базы, применяемой в изделиях.

Катушки индуктивности. На предприятии были разработаны и лабораторно исследованы катушки индуктивности, намотанные на кольцевом сердечнике из карбонильного железа Р-100Ф-2 ГОСТ13610-79. Катушки на таких сердечниках имеют значительно меньшие габариты и высокую добротность ($Q \geq 200$).

Препятствием для применения таких катушек является отсутствие серийно выпускаемых термостабильных магнитопроводящих сердечников с требуемыми параметрами, работающих на частотах ДКМВ диапазона.

Конденсаторы. В настоящее время в согласующих контурах блоков АСУ, разрабатываемых АО «НПП Полет», используются в основном конденсаторы типов К15-37 АЖЯР.673516.005ТУ и К15-39г АЖЯР.673516.006ТУ различных номиналов. Конденсаторы выпускаются АО «НИИ «Гириконд» (Санкт-Петербург).

Проблемой является длительный срок поставки (до 500 дней) и отсутствие конденсаторов всех необходимых номиналов.

Низкочастотные соединители. До последнего времени в качестве НЧ соединителей для внутренней коммутации в блоках АСУ использовались зарубежные соединители ф. AMP. Однако в настоящее время в рамках импортозамещения в блоках разработки АО «НПП Полет» стали использоваться соединители типов СНП377 РЮМК.430420.017ТУ и СНП401 РЮМК.430420.078ТУ производства АО «Карачевский завод «Электродеталь».

Высокочастотные вакуумные реле. В настоящее время в блоках АСУ широко применяются вакуумные высокочастотные выключатели поляризованного типа В1Д-12В АДШК.674284.012ТУ производства АО «НИИЭМП» (Пенза, РФ), являющиеся аналогами реле RF45-26S производства JENNINGS (США). Основной проблемой в обеспечении высокочастотными вакуумными реле является отсутствие переключателей поляризованного типа и неполяризованных реле отечественного производства, отвечающих всем требованиям, предъявляемым к блокам АСУ, в первую очередь требованиям по стойкости к вибрационным нагрузкам.

Датчики давления и температуры. Датчики давления и температуры в блоках АСУ необходимы для контроля величин этих параметров внутри гермообъема блоков. От них зависит работоспособность блоков в условиях повышенной температуры среды и пониженного давления. На данный момент отсутствуют серийно выпускаемые

современные датчики давления и температуры отечественного производства, поэтому при новых разработках приходится использовать устаревшие отечественные датчики образца 80-х годов прошлого века.

4. Заключение

Рассмотрены конструктивные особенности блоков АСУ дискретного и распределенного типов, перспективные решения и проблемные вопросы.

Блоки АСУ распределенного типа по конструктивным характеристикам (масса, габариты, обеспечение тепловых режимов работы) имеют преимущества по сравнению с блоками дискретного типа только для радиостанций со средней мощностью передачи свыше 189 Вт. Для маломощных радиостанций целесообразно применение блоков АСУ дискретного типа.

По показателям стандартизации и унификации блоки АСУ распределенного типа выигрывают у блоков дискретного типа, однако проигрывают им по количеству применяемых ЭРИ.

С точки зрения серийного производства конструкции блоков АСУ распределенного типа с высоким уровнем унификации составных частей являются предпочтительными.

Литература

1. Мейнке Х., Гундлах Ф.В. Радиотехнический справочник.
2. М.–Л.: Государственное энергетическое издательство, 1961. - т.1, 416 с.
3. Хлопушин И.Ю., Кейстович А.В., Анохина Е.С. Устройство и способ согласования радиопередающего антенно-фидерного тракта с антеннами различных типов. RU 2 682 024 C1, заяв.10.10.2017, опубл. 14.03.2019.

References

4. Meinke H., Gundlach F.V. Radiotechnical handbook. M.–L.: State Energy Publishing House, 1961. - vol.1, 416 p.
5. Khlopushin I. U., KejstovichA. V., Anokhina E. S. Device and method of approval of a radio transmitting antenna-feeder tract with antennas of different types. RU 2 682 024 C1, stated. 10.10.2017, publ. 14.03.2019.

ОСОБЕННОСТИ УЧЕТА ЭФФЕКТОВ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СИСТЕМАХ MASSIVE-MIMO

О. В. Бажанова[1], А. А. Кононов[1], К. В. Смусева[1], Г. К. Усков[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе проведено исследование взаимного влияния антенных элементов в составе антенной решетки. Рассмотрены решетки на базе кросс-дипольных элементов. Предложена упрощенная модель взаимного влияния, позволяющая сократить расчетную сложность задачи определения матриц взаимного влияния. Предложен алгоритм анализа эффекта взаимного влияния элементов антенной решетки системы Massive MIMO, который требует электродинамического моделирования только небольших (двухэлементных и трехэлементных) решеток для разных конфигураций элементов.

Ключевые слова: матрица взаимного влияния; диаграмма направленности; антенная решетка, кросс-дипольные элементы.

FEATURES OF ACCOUNTING FOR THE MUTUAL COUPLING EFFECTS OF ANTENNA ELEMENTS IN MASSIVE-MIMO SYSTEMS

O. V. Bazhanova[1], A. A. Kononov[1], K. V. Smuseva[1], G. K. Uskov[1]

[1] Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The work outlines a study of the mutual coupling of antenna elements in an antenna array. Arrays based on cross-dipole elements are considered. A simplified model of mutual coupling is proposed, which makes it possible to reduce the computational complexity of the problem of determining mutual coupling matrices. An algorithm is proposed for analyzing the effect of mutual coupling of antenna array elements of the Massive MIMO system. The algorithm depends only on electrodynamic modeling of small (two-element and three-element) arrays for different element configurations.

Keywords: mutual coupling matrix; radiation pattern; antenna array, cross-dipole elements.

1. Введение

Антенные решетки (АР) широко применяются в различных областях радиотехники, таких как радио- и телекоммуникации, радиолокация, спутниковые связи, беспроводные сети и радиотелескопы. Одним из важных параметров антенной решетки является ее диаграмма направленности (ДН) [1]. Характеристики антенной решетки, такие как параметры и форма ДН, могут существенно влиять на радиосистемы. Например, для увеличения пропускной способности MIMO систем связи увеличивают число используемых поляризаций и уменьшают расстояние между антенными элементами, но это может привести к проявлению эффекта взаимного влияния между ними [2].

Исследования показывают, что ДН изолированного антенного элемента отличается от ДН того же элемента в составе антенной решетки (парциальная ДН). Взаимное влияние между антенными элементами описывается матрицей взаимного влияния $\hat{C}$. Существуют различные методы для определения этой матрицы, такие как использование Z-матрицы или S-матрицы, а также расчет на основе анализа парциальных диаграмм направленности и диаграмм направленности изолированного антенного элемента.

Для оценки матрицы взаимного влияния и ДН обычно используется численное электродинамическое моделирование, которое, может быть времязатратным при большом количестве антенных элементов.

Таким образом, целью работы являлось исследование взаимного влияния между двухполяризационными антенными элементами при различных расположениях элементов.

Чтобы получить решение, мы будем полагаться на следующие аксиомы:

1. Парциальные диаграммы направленности (ДН) могут быть представлены в виде линейных комбинаций идеальных ДН (соответствующие изолированным элементам):

$$\vec{\dot{D}}_n^{(p)}(\Omega) = \sum_{m=1}^{N} \dot{c}_{mn} \cdot \vec{\dot{D}}_m(\Omega) \Leftrightarrow \hat{D}^{(p)} = \hat{C} \cdot \hat{D}, \quad (1)$$

где $\hat{C} = [\![\dot{c}_{mn}]\!]_{n\le N}^{m\le N}$ — матрица коэффициентов связи.

2. Эффект взаимного влияния между элементами антенной решетки можно описать, используя метод суперпозиции последовательных переизлучений [2].

В [2] предложено каждый антенный элемент решетки рассматривать как изолированный, то есть с неискаженной диаграммой направленности. Тогда, если все АЭ в решетке одинаковые, предложенный подход позволяет провести электродинамическое моделирование только один раз для одного элемента. Это значительно уменьшает расчетную сложность задачи. Для решения задачи в [2] был введён коэффициент q, характеризующий однократное переизлучение и учитывающий условия распространения электромагнитной волны вместе с коэффициентом усиления одной антенны в направлении другой, а также зависящий от расстояния между антенными элементами.

При учёте суперпозиции всех переизлучений возникает ряд по степеням q, который в физически адекватных случаях суммируется в конечном виде с применением формулы для суммы бесконечно убывающей геометрической прогрессии. Обобщая этот подход на случай произвольной антенной решётки, введём матрицу $\hat{Q}$, составленную из коэффициентов однократного переизлучения (при этом её диагональные элементы равны нулю, поскольку предполагается, что напрямую ни один элемент не излучает сам на себя). Соответственно, полная суперпозиция потребует суммирования матричного ряда. Опуская выкладки, приведём сразу конечный результат:

$$\hat{D}^{(p)} = \hat{D}\left(\hat{I} - \hat{Q}\right)^{-1}. \quad (2)$$

Сравнивая его с основным соотношением (1) в форме $\hat{D}^{(p)} = \hat{D}\hat{C}$, приходим к уравнению:

$$\hat{C} = \left(\hat{I} - \hat{Q}\right)^{-1}. \quad (3)$$

Таким образом, коэффициенты связи можно определить, если известны Q-параметры. Обратное преобразование также может быть выполнено:

$$\hat{Q} = \hat{I} - \hat{C}^{-1}. \quad (4)$$

2. Расчет коэффициентов взаимного влияния

Проведем расчет коэффициентов взаимного влияния для различных конфигураций элементарных «ячеек» решетки, состоящих из нескольких по-разному расположенных антенных элементов.

1. 1 диполь: свойства изолированного элемента.

Антенный элемент, который мы будем рассматривать для построения моделей решетки, представляет собой полуволновой вибратор, наклоненный на 45° вокруг своего центра, расположенного в точке (0;0;0). Его идеальные (изолированные) диаграммы направленности показаны ниже (рис.1).

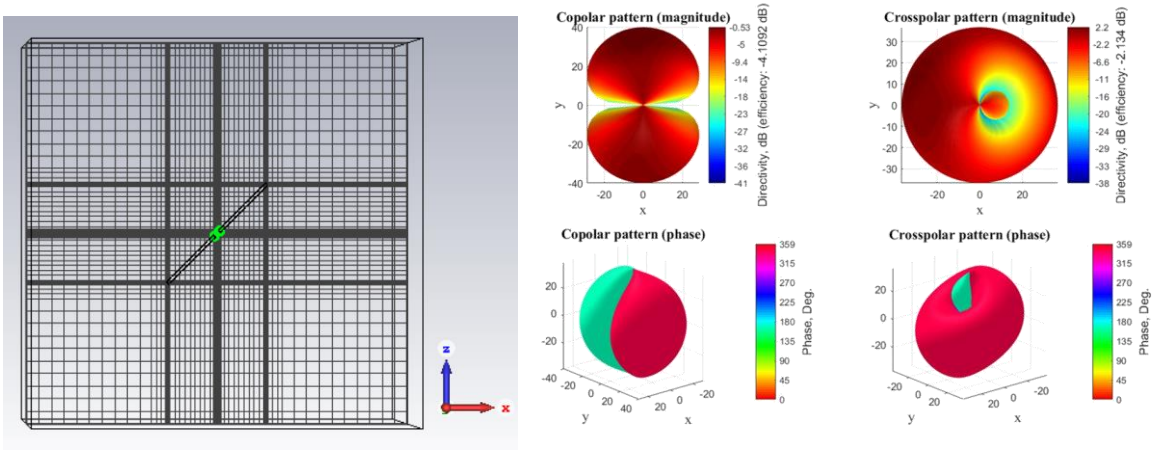


Рис.1. Амплитудные и фазовые ДН для ко- и кросс- поляризаций для полуволнового диполя, наклоненного на 45° вокруг своего центра, расположенного в точке (0; 0; 0).

Важно учесть, что мы измеряем ДН в исходной системе координат, которая не «наклонена вместе с элементом».

2. 2 диполя, расположенных в ряд по горизонтали

Элементы: 2 одинаковых полуволновых диполя (рис.2), наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0) и (dx;0;0), dx=40 мм (рис.2).

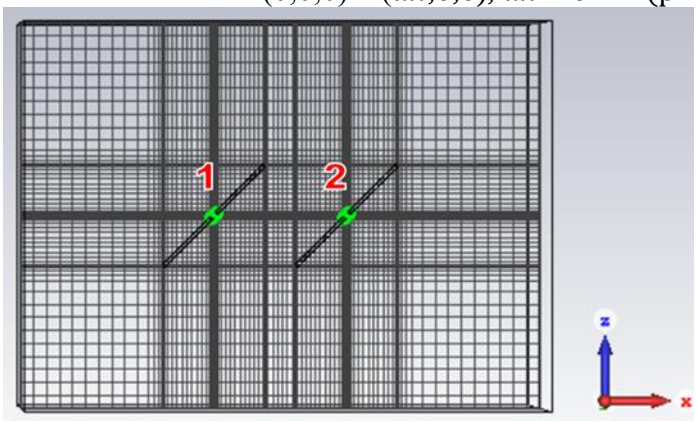


Рис.2. Два диполя, наклоненные на 45° вокруг своих центров, расположены в точках (0;0;0) и (dx;0;0).

Матрица взаимного влияния:

$$\hat{C} = \begin{pmatrix} 0.958 + 0.021i & 0.019 + 0.165i \\ 0.023 + 0.169i & 0.957 + 0.054i \end{pmatrix} \quad (5)$$

Матрица Q-параметров $\hat{Q} = \hat{I} - \hat{C}^{-1}$:

$$\hat{Q} = \begin{pmatrix} -0.014 + 0.012i & 0.032 + 0.172i \\ 0.036 + 0.176i & -0.012 + 0.047i \end{pmatrix} \quad (6)$$

Можно отметить, что диагональные элементы $\hat{Q}$ (которые должны быть равны нулю), действительно, намного меньше по абсолютной величине.

$$q = (q_{21} + q_{12})/2 = 0.03406 + 0.17421i \quad (7)$$

Усредненные относительные расхождения воссоздания парциальных диаграмм направленности антенны 1 и 2 по теории связи соответственно: -37,536 дБ и -37,865 дБ; без связи (т. е. с заменой на парциальные): -18,436 дБ и -17,838 дБ.

После ограничения матрицы $\hat{Q}$ в виде $\begin{pmatrix} 0 & q \\ q & 0 \end{pmatrix}$, относительные расхождения возрастают до -34,572 дБ и -29,543 дБ, и симметризованная матрица $\hat{C}$ становится равной

$$\begin{pmatrix} 0.972 + 0.011i & 0.031 + 0.170i \\ 0.031 + 0.170i & 0.972 + 0.011i \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Визуализация закономерностей для данной конфигурации представлена на рис.3.

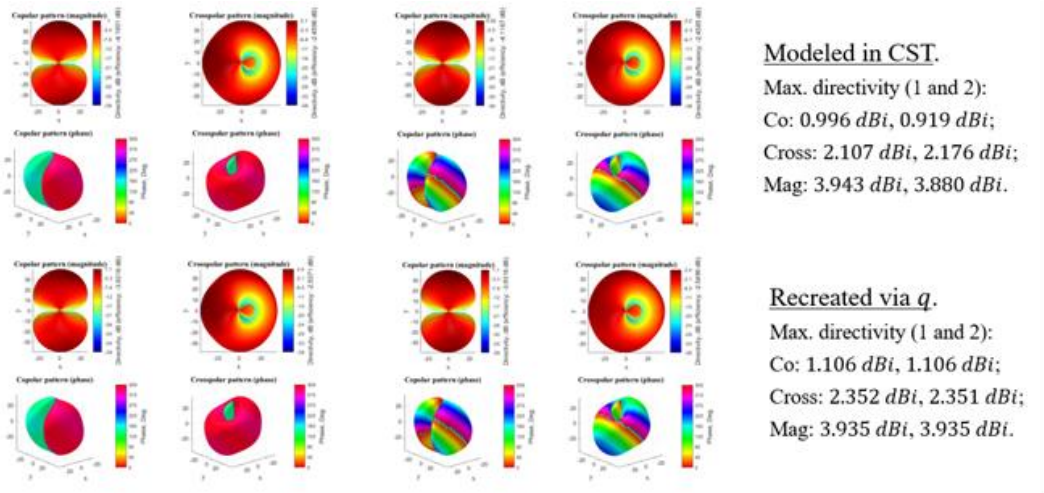


Рис.3. Амплитудные и фазовые ДН для ко- и кросс- поляризаций для двух диполей, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0) и (dx;0;0).

3. 2 диполя, расположенных по диагонали.

Элементы: 2 одинаковых полуволновых диполя, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0) и (dx;0;$-dx$), dx=40 мм (рис.4).

Матрица взаимного влияния:

$$\hat{C} = \begin{pmatrix} 1.016 - 0.008i & 0.170 - 0.062i \\ 0.177 - 0.065i & 1.013 + 0.049i \end{pmatrix} \quad (9)$$

Матрица Q-параметров $\hat{Q} = \hat{I} - \hat{C}^{-1}$:

$$\hat{Q} = \begin{pmatrix} -0.008 + 0.015i & 0.165 - 0.072i \\ 0.172 - 0.075i & -0.008 + 0.072i \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Диагональные элементы $\hat{Q}$ (которые должны быть равны нулю) снова намного меньше.

$$\tilde{q} = (q_{21} + q_{12})/2 = 0.16826 - 0.07392i \quad (11)$$

Усредненные относительные расхождения воссоздания парциальных диаграмм направленности антенны 1 и 2 по теории связи соответственно: -35,359 дБ и -35,602 дБ; (и без связи: -19,036 дБ и -18,527 дБ).

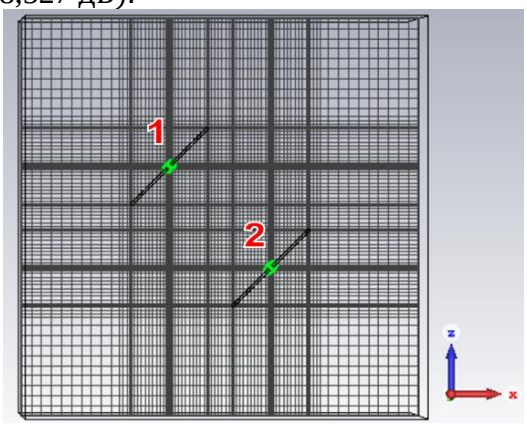


Рис.4. Два одинаковых полуволновых диполя, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0) и (dx;0;$-dx$), dx=40 мм.

После ограничения матрицы $\hat{Q}$ в виде $\begin{pmatrix} 0 & \tilde{q} \\ \tilde{q} & 0 \end{pmatrix}$, относительные расхождения возрастают до -33.496 дБ и -26.831 дБ, и симметризованная матрица $\hat{C}$ становится равной

$$\begin{pmatrix} 1.023 - 0.026i & 0.170 - 0.080i \\ 0.170 + 0.080i & 1.023 - 0.026i \end{pmatrix} \quad (12)$$

Визуализация закономерностей для данной конфигурации представлена на рис.5.

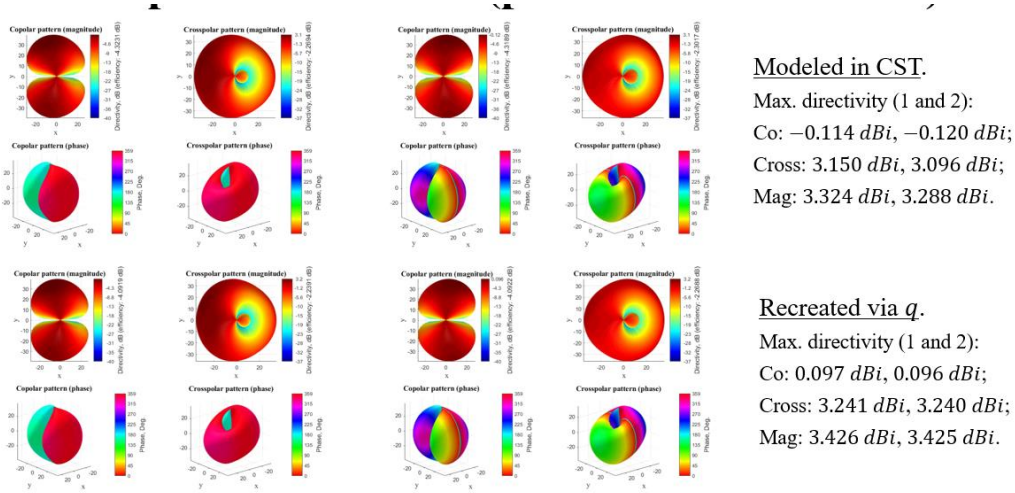


Рис.5. Амплитудные и фазовые ДН для ко- и кросс- поляризаций для двух диполей, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0) и $(dx;0;-dx)$.

4. 3 диполя: сценарий 1.

Элементы: 3 одинаковых полуволновых диполя, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0), $(dx;0;0)$ и $(dx;0;-dx)$, dx=40 мм (рис.6).

Матрица Q-параметров:

$$\hat{Q} = \begin{pmatrix} 0 & q & \tilde{q} \\ q & 0 & q \\ \tilde{q} & q & 0 \end{pmatrix}, \quad \begin{cases} q = 0.03406 + 0.17421i, \\ \tilde{q} = 0.16826 - 0.07392i. \end{cases} \tag{13}$$

Матрица взаимного влияния:

$$\hat{C} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{12} & c_{22} & c_{12} \\ c_{13} & c_{12} & c_{11} \end{pmatrix}, \quad \begin{cases} c_{11} = 0.986 - 0.005i, \\ c_{22} = 0.936 - 0.030i, \\ c_{12} = 0.049 + 0.193i, \\ c_{13} = 0.134 - 0.059i. \end{cases} \tag{14}$$

Усредненные относительные ошибки прогнозирования парциальных ДН: -34,148 дБ, -36,994 дБ, -27,324 дБ.

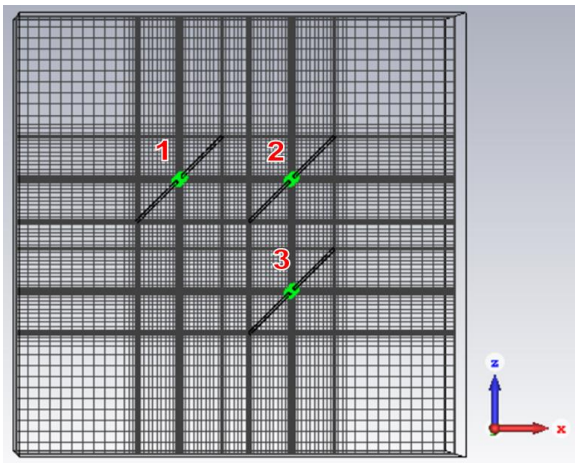


Рис.6. Три одинаковых полуволновых диполя, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0), $(dx;0;0)$ и $(dx;0;-dx)$, dx=40 мм.

Ограничения структуры матрицы $\hat{Q}$ основаны на симметриях (обычная взаимность и симметрия сетки: $q_{12} = q_{23}\ldots$).

Сравним матрицы $\hat{C}$ и $\hat{Q}$, полученные разными методами.

Теория (с использованием симметрии, «преобразования из $\hat{Q}$ в $\hat{C}$» и уже полученных значений q и $\tilde{q}$):

$$\hat{Q} = \begin{pmatrix} 0 & q & \tilde{q} \\ q & 0 & q \\ \tilde{q} & q & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0.034 + 0.174i & 0.168 - 0.074i \\ 0.034 + 0.174i & 0 & 0.034 + 0.174i \\ 0.168 - 0.074i & 0.034 + 0.174i & 0 \end{pmatrix}; \quad (15)$$

$$\hat{C} = \left(\hat{I} - \hat{Q}\right)^{-1} = \begin{pmatrix} 0.986 - 0.005i & 0.049 + 0.193i & 0.134 - 0.059i \\ 0.049 + 0.193i & 0.936 - 0.030i & 0.049 + 0.193i \\ 0.134 - 0.059i & 0.049 + 0.193i & 0.986 - 0.005i \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Эксперимент (получение матрицы взаимного влияния из измеренных парциальных ДН методом псевдоинверсии):

$$\hat{C} = \begin{pmatrix} 0.982 + 0.009i & 0.048 + 0.191i & 0.130 - 0.046i \\ 0.043 + 0.192i & 0.932 + 0.038i & 0.044 + 0.186i \\ 0.136 - 0.049i & 0.045 + 0.204i & 0.976 + 0.063i \end{pmatrix}; \quad (17)$$

$$\hat{Q} = \hat{I} - \hat{C}^{-1} = \begin{pmatrix} -0.004 + 0.012i & 0.038 + 0.172i & 0.160 - 0.074i \\ 0.033 + 0.175i & -0.004 + 0.007i & 0.045 + 0.167i \\ 0.169 - 0.078i & 0.046 + 0.185i & -0.006 + 0.066 \end{pmatrix}. \quad (18)$$

В следующей таблице показаны максимальные значения и усредненные относительные погрешности исследованных диаграмм направленности (все величины указаны в дБ).

Таблица 1. Максимальные значения и усредненные относительные погрешности исследованных диаграмм направленности для 3 диполей для 1 сценария.

Pattern	Exact partial		True coupling		Predicted partial	
	max. dir.	error (vs ideal)	max. dir.	error (vs exact)	max. dir.	error (vs exact)
1, Co	1.131	−17.228	1.161	−38.344	1.21	−35.523
1, Cross	3.136	−17.578	3.192	−35.638	3.283	−35.39
1, Mag	3.967	−16.148	3.877	−35.204	3.91	−34.149
2, Co	1.111	−17.34	1.233	−40.738	1.211	−38.892
2, Cross	1.899	−18.287	1.783	−39.29	1.799	−36.924
2, Mag	3.816	−17.114	3.821	−39.173	3.812	−36.994
3, Co	1.049	−17.783	1.129	−37.526	1.215	−27.862
3, Cross	3.131	−17.545	3.086	−36.414	3.24	−29.233
3, Mag	3.892	−16.302	3.834	−35.475	3.911	−27.324

5. 3 диполя: сценарий 2.

Элементы: 3 одинаковых полуволновых диполя, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0), (dx;0;0) и (−dx;0;dx), dx=40 мм (рис. 7).

Матрица Q-параметров:

$$\hat{Q} = \begin{pmatrix} 0 & q & \tilde{q} \\ q & 0 & 0 \\ \tilde{q} & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \begin{cases} q = 0.03406 + 0.17421i, \\ \tilde{q} = 0.16826 - 0.07392i. \end{cases} \quad (19)$$

Матрица взаимного влияния:

$$\hat{C} = \frac{1}{1-q^2-\tilde{q}^2} \cdot \begin{pmatrix} 1 & q & \tilde{q} \\ q & 1-\tilde{q}^2 & q\tilde{q} \\ \tilde{q} & q\tilde{q} & 1-q^2 \end{pmatrix}. \quad (20)$$

Усредненные относительные ошибки прогнозирования парциальных ДН: -29,591 дБ, -23,014 дБ, -23,610 дБ. В этом случае точность несколько хуже.

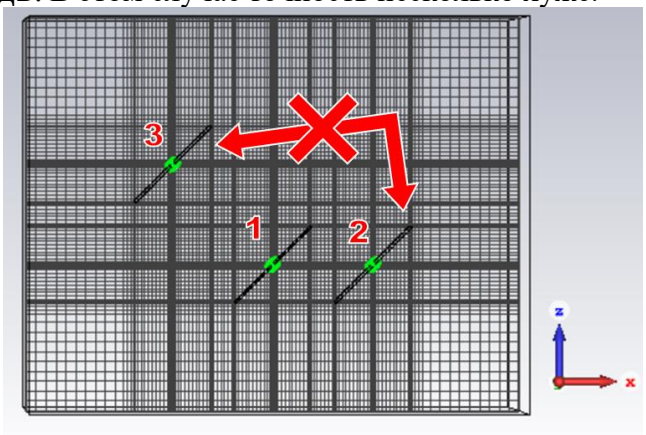


Рис.7. Три одинаковых полуволновых диполя, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0), (dx;0;0) и (−dx;0;dx), dx=40 мм.

Ограничения структуры матрицы $\hat{Q}$ основаны на гипотезе о том, что «переизлучением» между элементами 2 и 3 можно пренебречь. Наблюдаемая потеря точности показывает, что это не совсем так.

Снова сравним матрицы $\hat{C}$ и $\hat{Q}$, полученные разными методами.

Теория (с использованием симметрии, «преобразования из $\hat{Q}$ в $\hat{C}$» и уже полученных значений q и $\tilde{q}$):

Матрица Q-параметров:

$$\hat{Q} = \begin{pmatrix} 0 & q & \tilde{q} \\ q & 0 & 0 \\ \tilde{q} & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0.034+0.174i & 0.168-0.074i \\ 0.034+0.174i & 0 & 0 \\ 0.168-0.074i & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad (21)$$

Матрица взаимного влияния:

$$\hat{C} = \left(\hat{I} - \hat{Q}\right)^{-1} = \begin{pmatrix} 0.994-0.013i & 0.036+0.173i & 0.166-0.076i \\ 0.036+0.173i & 0.971+0.012i & 0.019+0.026i \\ 0.166-0.076i & 0.019+0.026i & 1.022-0.025i \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Эксперимент (получение матрицы «истинной связи» из частичных шаблонов путем псевдоинверсии):

Матрица взаимного влияния:

$$\hat{C} = \begin{pmatrix} 1.012+0.019i & -0.000+0.170i & 0.174-0.082i \\ -0.000+0.177i & 0.955+0.067i & -0.070-0.025i \\ 0.175-0.082i & -0.068-0.026i & 1.020-0.010i \end{pmatrix}; \quad (23)$$

Матрица Q-параметров:

$$\hat{Q} = \hat{I} - \hat{C}^{-1} = \begin{pmatrix} 0.020+0.038i & 0.032+0.171i & 0.163-0.071i \\ 0.034+0.179i & -0.016+0.060i & -0.091-0.050i \\ 0.163-0.071i & -0.088-0.050i & -0.008+0.010 \end{pmatrix}. \quad (24)$$

Здесь вышеупомянутые потери точности можно исследовать более детально количественно (все значения указаны в дБ).

Таблица 2. Максимальные значения и усредненные относительные погрешности исследованных диаграмм направленности для 3 диполей для 2 сценария.

Pattern	Exact partial		True coupling		Predicted partial	
	max. dir.	error (vs ideal)	max. dir.	error (vs exact)	max. dir.	error (vs exact)
1, Co	1.448	−16.694	1.616	−37.597	1.563	−31.426
1, Cross	2.488	−16.662	2.437	−34.573	2.318	−29.097
1, Mag	4.627	−16.294	4.579	−35.275	4.487	−29.591
2, Co	0.194	−16.835	0.269	−36.709	0.347	−22.683
2, Cross	2.722	−18.329	2.735	−35.780	3.324	−24.702
2, Mag	3.796	−16.880	3.773	−35.237	3.340	−23.014
3, Co	0.885	−20.602	0.947	−39.031	1.142	−24.706
3, Cross	1.638	−18.533	1.703	−33.723	2.513	−23.332
3, Mag	3.992	−19.063	3.899	−35.116	3.938	−23.610

6. 3 диполя: упрощение 1 сценария.

Элементы: 3 одинаковых полуволновых диполя, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0), (dx;0;0) и (dx;0;$-dx$), dx=40 мм.

Матрица Q-параметров:

$$\hat{Q} = \begin{pmatrix} 0 & q & 0 \\ q & 0 & q \\ 0 & q & 0 \end{pmatrix}, \quad \begin{cases} q = 0.03406 + 0.17421i, \\ \tilde{q} \mapsto 0. \end{cases}, \tag{25}$$

Матрица взаимного влияния:

$$\hat{C} = \frac{1}{1-2q^2} \cdot \begin{pmatrix} 1-q^2 & q & q^2 \\ q & 1 & q \\ q^2 & q & 1-q^2 \end{pmatrix}. \tag{26}$$

Усредненные относительные ошибки прогнозирования парциальных ДН: -19,466 дБ, -30,502 дБ, -18,759 дБ.

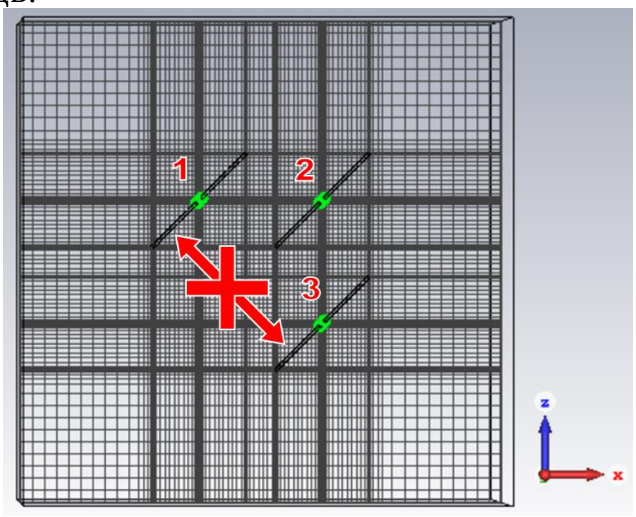


Рис.8. Три одинаковых полуволновых диполя, наклоненных на 45° вокруг своих центров, расположенных в точках (0;0;0), (dx;0;0) и (dx;0;$-dx$), dx=40 мм.

Как видим, пренебрежение «переизлучением» между элементами 2 и 3 привело к потерям в точности (значительным и неравномерным).

Как оказалось, больше всего искажены коэффициенты $c_{13} \approx c_{31}$.

Теория (с использованием симметрии, «преобразования из $\hat{Q}$ в $\hat{C}$» и уже полученных значений q и $\tilde{q}$):

Матрица Q-параметров:

$$\hat{Q} = \begin{pmatrix} 0 & q & 0 \\ q & 0 & q \\ 0 & q & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0.034 + 0.174i & 0 \\ 0.034 + 0.174i & 0 & 0.034 + 0.174i \\ 0 & 0.034 + 0.174i & 0 \end{pmatrix}; \quad (27)$$

Матрица взаимного влияния:

$$\hat{C} = \left(\hat{I} - \hat{Q}\right)^{-1} = \begin{pmatrix} 0.972 + 0.011i & 0.028 + 0.165i & -0.028 + 0.011i \\ 0.028 + 0.165i & 0.944 + 0.021i & 0.028 + 0.165i \\ -0.028 + 0.011i & 0.028 + 0.165i & 0.972 + 0.011i \end{pmatrix}. \quad (28)$$

Эксперимент (матрица взаимного влияния для этого случая уже была представлена ранее):

$$\hat{C} = \begin{pmatrix} 0.982 + 0.009i & 0.048 + 0.191i & 0.130 - 0.046i \\ 0.043 + 0.192i & 0.932 + 0.038i & 0.044 + 0.186i \\ 0.136 - 0.049i & 0.045 + 0.204i & 0.976 + 0.063i \end{pmatrix}; \quad (29)$$

$$\hat{Q} = \hat{I} - \hat{C}^{-1} = \begin{pmatrix} -0.004 + 0.012i & 0.038 + 0.172i & 0.160 - 0.074i \\ 0.033 + 0.175i & -0.004 + 0.007i & 0.045 + 0.167i \\ 0.169 - 0.078i & 0.046 + 0.185i & -0.006 + 0.066 \end{pmatrix}. \quad (30)$$

Пренебрежение «диагональным переизлучением» может привести к весьма существенным ошибкам.

3. Заключение

Подводя итог, предлагаем алгоритм анализа эффекта взаимного влияния элементов антенной решетки системы Massive MIMO:

1. На основании симметрии антенной решетки следует определить минимальную «трансляционно-инвариантную» ячейку. В плоской решетке прямоугольной формы такая ячейка может состоять из трех соседних элементов, поскольку они несут информацию о «вертикальных», «горизонтальных» и «диагональных» Q-параметрах. Можно, конечно, исследовать эти случаи парами, но (как обсуждалось и проверено ранее) Q-параметры зависят только от относительного расположения элементов, поэтому более вычислительно эффективно моделировать указанные 3 сразу (даже в упрощенный случай, рассмотренный выше, где по сути dz=dx, изолированные модели для «диагональной» и «горизонтальной»/«вертикальной» связи требуют 4 моделирования, тогда как комбинированная модель «3 диполя сценария 1» требует только 3; в общем случае будет 6 против 3).

2. Для модели «ячейки» полученные частичные закономерности $\widehat{D}^{(p)}$ (наряду с априори известными изолированными закономерностями $\widehat{D}$) позволяют вычислить $\hat{C} = \widehat{D}^{+} \cdot \widehat{D}^{(p)}$ и $\hat{Q} = \hat{I} - \hat{C}^{-1}$.

3. Для полной решетки, используя ее симметрии, следует сформировать матрицу Q-параметров (с нулями во всех позициях, где связью пренебрегают).

4. Наконец, вычислить $\hat{C} = \left(\hat{I} - \hat{Q}\right)^{-1}$ и $\widehat{D}^{(p)} = \widehat{D}\hat{C}$.

4. Благодарности.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2023-2025 годы, проект №FZGU-2023-0006.

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

Литература

1. H. Wang Active Reconfigurable MIMO Communications: Capacity Maximization Pattern Design/ H. Wang, A. Li, Y. -F. Liu, Q. Qin, L. Song and Y. Li // IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). – Trondheim, Norway, 2022. – С. 271-275.
2. Бажанова О.В. Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризационных антенных решетках / Бажанова О.В., Кононов А.А., Смусева К.В., Степкин В.А., Усков Г.К. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – Самара, 2023, Т. 26. – С. 78–87.
3. Паршин Ю.Н. Анализ пропускной способности MIMO системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта / Грачев М.В., Паршин Ю.Н. // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова: в 6-ти томах. – Воронеж, 2019, Т. 5. – С. 242-248.

References

1. H. Wang Active Reconfigurable MIMO Communications: Capacity Maximization Pattern Design / H. Wang, A. Li, Y. -F. Liu, Q. Qin, L. Song and Y. Li // IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). – Trondheim, Norway, 2022. – pp. 271-275.
2. Bazhanova O.V. Study of mutual influence coefficients in dual-polarization antenna arrays / Bazhanova O.V., Kononov A.A., Smuseva K.V., Stepkin V.A., Uskov G.K. // Physics of wave processes and radio engineering systems. – Samara, 2023, T. 26. – P. 78–87.
3. Parshin Yu.N. Analysis of the capacity of a MIMO communication system taking into account the mutual influence of receiving path channels / Grachev M.V., Parshin Yu.N. // Radar, navigation, communications. Collection of proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference dedicated to the 160th anniversary of the birth of A.S. Popova: in 6 volumes. – Voronezh, 2019, T. 5. – P. 242-248.

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ И ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ OFDM СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ MIMO

И. Д. Веселов[1], И. В. Житков[2], К. А. Неретина[1]

[1]ФГБВОУ ВО Военно-космическая академия им. А.Ф.Можайского (ВКА),
Санкт-Петербург, Российская Федерация
[2]ФГКВОУ ВО Военный университет радиоэлектроники (ВУРЭ),
Череповец, Российская Федерация

Аннотация. Предлагаемый подход к оцениванию параметров OFDM сигналов учитывает особенности сигналообразования, которые характерны для систем связи, функционирующих в режиме пространственного кодирования. Оценивание осуществляется следующих основных параметров OFDM-сигналов: число поднесущих частот, частота дискретизации формирования OFDM сигнала, длина OFDM слова и его префикса.

Ключевые слова: OFDM, MIMO, пространственно-временное кодирование, пространственно-частотное кодирование, Аламоути.

FEATURES OF THE FORMATION AND ESTIMATION OF PARAMETERS OF OFDM SIGNALS IN MIMO SYSTEMS

I. D. Veselov[1], I. V. Zhitkov[2], K. A. Neretina[1]

[1] Military Space Academy named after. A.F. Mozhaisky, Saint-Petersburg, Russian Federation
[2]Military University of Radio Electronics, Cherepovets, Russian Federation

Abstract. The proposed approach to estimating the parameters of OFDM signals takes into account the features of signal formation, which are typical for communication systems operating in the spatial coding mode. Estimation is carried out of the following main parameters of OFDM signals: the number of subcarriers, the sampling frequency of OFDM signal formation, the length of the OFDM word and its prefix.

Keywords: OFDM, MIMO, space-time coding, spatial frequency coding, Alamouti.

1. Введение

Современные системы связи и передачи данных развиваются в направлении внедрения технологий, повышающих эффективность использования частотно-временного ресурса и помехоустойчивость канала связи. Одной из таких технологий является совместное использование OFDM (англ. orthogonal frequency - division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) и MIMO (англ. multiple input and multiple output - множественный вход и множественный выход). Системы MIMO предполагают наличие многоканальных разнесённых антенных систем на передающей и приёмной стороне и передачу сигнала с использованием пространственного кодирования [1]. Методы пространственного кодирования исходных сигналов активно используются для организации связи в условиях затухания сигнала и многолучевого распространения радиоволн в коротковолновом диапазоне, а также в городской и горной местности. Активное развитие вычислительных мощностей и методов цифровой обработки сигналов привело к широкому распространению OFDM-сигналов с применением пространственно-временного и пространственно-частотного кодирования в различных системах связи и передачи данных, например в стандартах DVB-T, LTE, Wi-Fi, WiMAX. [2, 10, 11].

Современные условия радиомониторинга характеризуются многообразием вариантов формирования OFDM сигналов, часть из которых документально не регламентируется.

В данных условиях задача радиомониторинга по выявлению нелегитимных пользователей частотного диапазона требует контроля электромагнитной обстановки, которой должна предшествовать процедура устранения неопределенности относительно параметров сигналов.

Анализ публикаций отечественных авторов в данной предметной области свидетельствует о значительном числе работ посвященных вопросам оценивания различных параметров сигналов OFDM, но при этом вопросы оценивания их параметров в условиях разнесенной передачи и применения пространственно-временного или пространственно-частотного кодирования не рассматривались [3].

Цель статьи состоит в обосновании функционального содержания процедур оценивания параметров OFDM сигналов в условиях априорной неопределенности параметров сигналообразования.

2. Модель формирования OFDM сигналов в системах MIMO

Систему с MIMO, состоящую из передатчика, имеющего N_t антенн, и приемника, имеющего N_r антенн, можно изобразить в виде, представленном на рис. 1 [4].

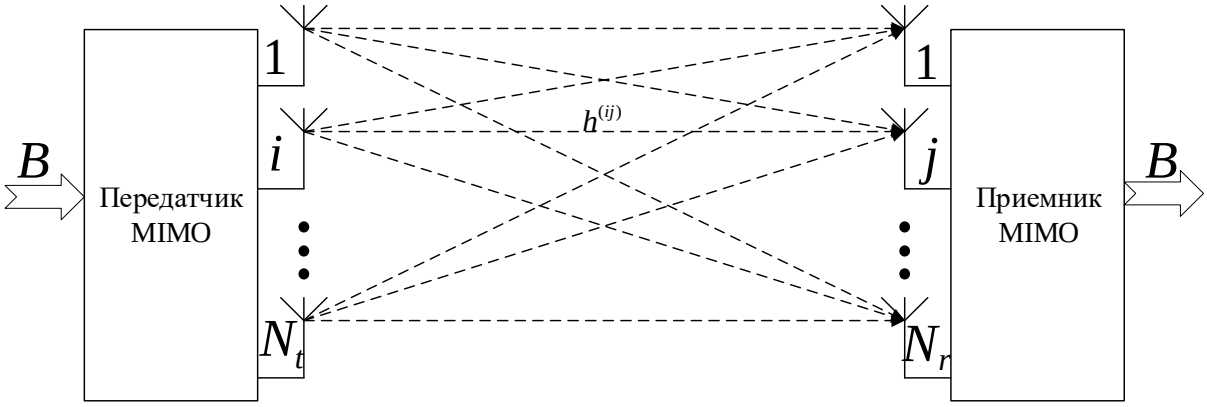


Рис. 1. Схематическое изображение приемо-передающей системы с MIMO

Суть пространственного кодирования состоит в том, что при передаче исходных канальных комплексных модуляционных символов в составе слова OFDM на наборе из K поднесущих частот используется пространственный код, формирующий новые канальные комплексные модуляционные символы на каждую передающую антенну [4]. В результате на разнесённых антеннах формируются различные сигналы. Физический смысл таких манипуляций заключается в том, что если в первом интервале времени сигналы на одной поднесущей были синфазны, то во втором они будут в противофазе и наоборот. Если же фазы сигналов в первом интервале ортогональны (разность 90^0), то они таковыми останутся и во втором, с той лишь разницей, что опережение фазы излучения поочередно будет возникать то на первой, то на второй антенне. Эти сигналы излучаются антеннами передатчика одновременно на интервале, равном длительности слова OFDM $T_{OFDM} = T_{инф} + T_{цп}$, где $T_{инф}$ - длительность информационной части OFDM слова, $T_{цп}$ - длительность циклического префикса (постфикса).

Исходный поток данных представляет собой последовательность двоичных информационных символов $\langle b_1, b_2, ... \rangle$, $b \in \{0,1\}$. Исходный поток разбивается на неперекрывающиеся сегменты по ν символов, где $\nu = \log_2 m$, m – позиционность

используемого вида модуляции на поднесущих колебаниях. Каждой ν - элементной комбинации ставится в соответствие комплексный модуляционный символ из состава используемого сигнального созвездия. Таким образом, из последовательности информационных символов формируется последовательность канальных комплексных модуляционных символов $\langle \dot{a}_1, \dot{a}_2, \dot{a}_3, ... \rangle$, состоящая из элементов используемого сигнального созвездия $C = \{\dot{c}_1, \dot{c}_2, ..., \dot{c}_m\}$, $\dot{a} \in C$. Последовательность канальных комплексных модуляционных символов делится во временной области на блоки по K элементов, которые распределяются по K поднесущим колебаниям.

Поток модуляционных символов на K частотах можно представить в виде матрицы:

$$A_{[K,\infty]} = \begin{bmatrix} \dot{a}_{1,1} & \dot{a}_{1,2} & \dot{a}_{1,3} & ... \\ \dot{a}_{2,1} & \dot{a}_{2,2} & \dot{a}_{2,3} & ... \\ ... & ... & ... & ... \\ \dot{a}_{K,1} & \dot{a}_{K,2} & \dot{a}_{K,3} & ... \end{bmatrix} \quad (1).$$

В кодере MIMO, в зависимости от выбранного метода и схемы пространственного кодирования, из исходной последовательности канальных комплексных модуляционных символов $A_{[K,\infty]}$ в соответствии с функцией пространственного кодирования $f^{(ПК)}$ формируются пространственно-кодированные последовательности модуляционных символов для i-й антенны:

$$S^{(i)}_{[K,\infty]} = f^{(ПК)}\left(A_{[K,\infty]}, i\right), \quad (2)$$

$$S^{(i)}{}_{[K,\infty]} = \left[\dot{s}^{(i)}_{k,l}\right]. \quad (3)$$

Вид и параметры $f^{(ПК)}$ определяются вариантом реализуемого пространственно-временного или пространственно-частотного кодирования:

$$\dot{s}^{(i)}_{k,l} = f^{(ПВК)}\left(\left\{\dot{a}^{(i)}_{k,l}, \dot{a}^{(i)}_{k,l-1}, ..., \dot{a}^{(i)}_{k,l-D+1}\right\}, i, l\right), \quad (4)$$

$$\dot{s}^{(i)}_{k,l} = f^{(ПЧК)}\left(\left\{\dot{a}^{(i)}_{k,l}, \dot{a}^{(i)}_{k-1,l}, ..., \dot{a}^{(i)}_{k-D+1,l}\right\}, i, k\right), \quad (5)$$

где k – номер поднесущей, l – номер OFDM слова, D – число столбцов пространственного кода кодера MIMO.

Символы $\dot{s}^{(i)}_{k,l}$ используются для формирования OFDM-слов во временной области с использованием ОБПФ с последующим дополнением циклическим префиксом и переносом на несущую частоту.

Таким образом, сигнал, излучаемый i-й антенной, аналитически может быть представлен в виде:

$$\dot{s}^{(i)}(t) = \exp\left(j2\pi f_{нес} t\right) \sum_{k=1}^{K} \sum_{l=0}^{l_{\max}} \dot{s}^{(i)}_{k,l} \exp\left(j2\pi f_k \left(t - lT_{OFDM} - T_{цп}\right)\right) u_0\left(t - lT_{OFDM}\right), \quad (6)$$

где $T_{инф}$ – интервал ортогональности поднесущих колебаний;

$T_{цп}$ – длительность циклического префикса OFDM-слова;

f_k – номиналы частот поднесущих колебаний, $\left|f_k - f_{k+1}\right| = \dfrac{1}{T_{инф}}$;

$f_{нес}$– номинал несущей частоты;

u_0 – единичный импульс, $u_0(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t \le T_{OFDM}; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$

На рис. 2 представлена схема формирования OFDM слов для системы MIMO с двумя передающими антеннами.

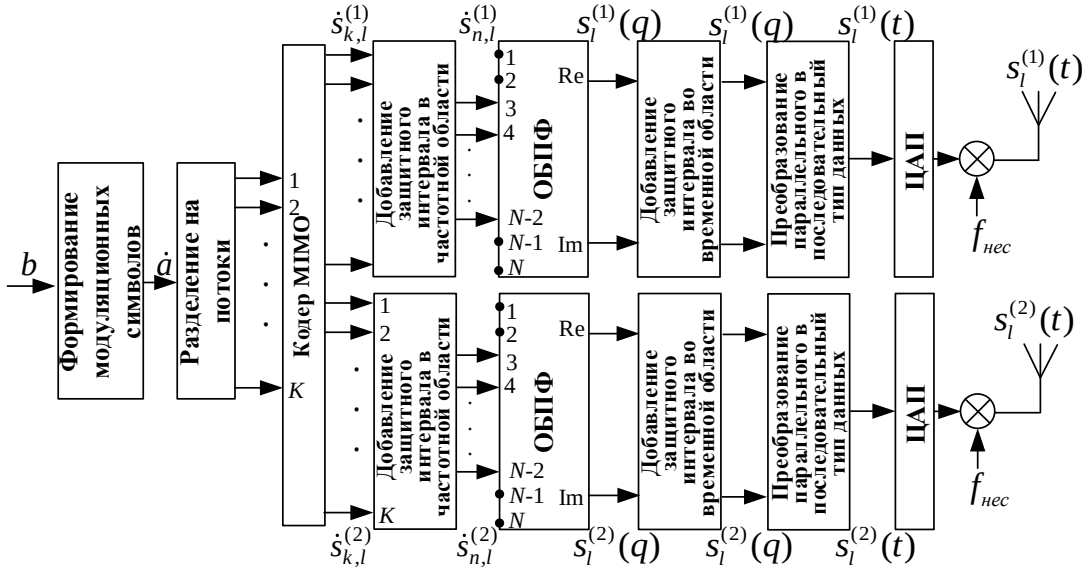


Рис. 2. Схема формирования OFDM сигнала с поддержкой MISO 2x1

Самой распространенным методом пространственного кодирования для MIMO систем с двумя передающими антеннами является пространственно-временное блочное кодирование по схеме Аламоути, которое нашло свое применение в сетях беспроводного широкополосного радиодоступа как IEEE 802.16 e (WiMAX) [2].

В случае применения ПВБК по схеме Аламоути последовательность блоков исходных канальных комплексных модуляционных символов разделяется на пары – четный и нечетный. Для их передачи требуется два интервала времени. Кодовая матрица по схеме Аламоути для двух последующих OFDM слов двухканального передатчика имеет вид:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}^{(1)}_{k,l_{чет}-1} & \dot{s}^{(1)}_{k,l_{чет}} \\ \dot{s}^{(2)}_{k,l_{чет}-1} & \dot{s}^{(2)}_{k,l_{чет}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{a}_{k,l_{чет}-1} & -\dot{a}^{*}_{k,l_{чет}} \\ \dot{a}_{k,l_{чет}} & \dot{a}^{*}_{k,l_{чет}-1} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $l_{чет}$ – номер четного OFDM слова, $l_{чет} \in L$.

Главное ограничение в применении ПВБК – допущение о неизменности характеристик канала не только в двух последовательных временных интервалах, по которым рассчитываются передаточные характеристики, но и вплоть до момента окончания приема полезной информации.

Для уменьшения задержки передачи, можно использовать особенность OFDM, состоящую в том, что на два соседних узкополосных подканала влияют почти одинаковые канальные коэффициенты. Если вместо излучения пары сигналов в двух последовательных временных интервалах их передавать одновременно на двух ортогональных частотах, то получим пространственно-частотное блочное кодирование.

Пространственно-частотное блочное кодирование впервые было предложено иранским ученым Дехгани в 2004 году, как расширение традиционного пространственно-временного блочного кодирования для систем OFDM. В ПЧБК применяется основная идея схемы Аламоути в частотной области, а не во временной области.

Кодовая матрица для ПЧК по схеме Аламоути для двух соседних значащих поднесущих OFDM слова, излучаемого двухканальным передатчиком, имеет вид:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}^{(1)}_{k_{чет}-1,l} & \dot{s}^{(1)}_{k_{чет},l} \\ \dot{s}^{(2)}_{k_{чет}-1,l} & \dot{s}^{(2)}_{k_{чет},l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{a}_{k_{чет}-1,l} & -\dot{a}^{*}_{k_{чет},l} \\ \dot{a}_{k_{чет},l} & \dot{a}^{*}_{k_{чет}-1,l} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

На рис. 3 представлено применение ПЧБК для передатчика с двумя антеннами по схеме Аламоути.

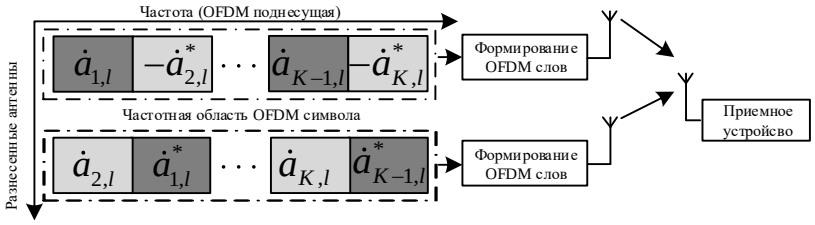


Рис. 3. Схема ПЧБК по схеме Аламоути

ПЧБК нашло свое применение в стандарте беспроводной высокоскоростной передачи данных 4G/LTE для решения проблемы быстрых замираний в каналах связи движущихся абонентов.

На рис. 5 представлена схема работы кодера MIMO по схеме Аламоути для ПВБК и ПЧБК для двух OFDM слов на четырех значащих поднесущих частотах.

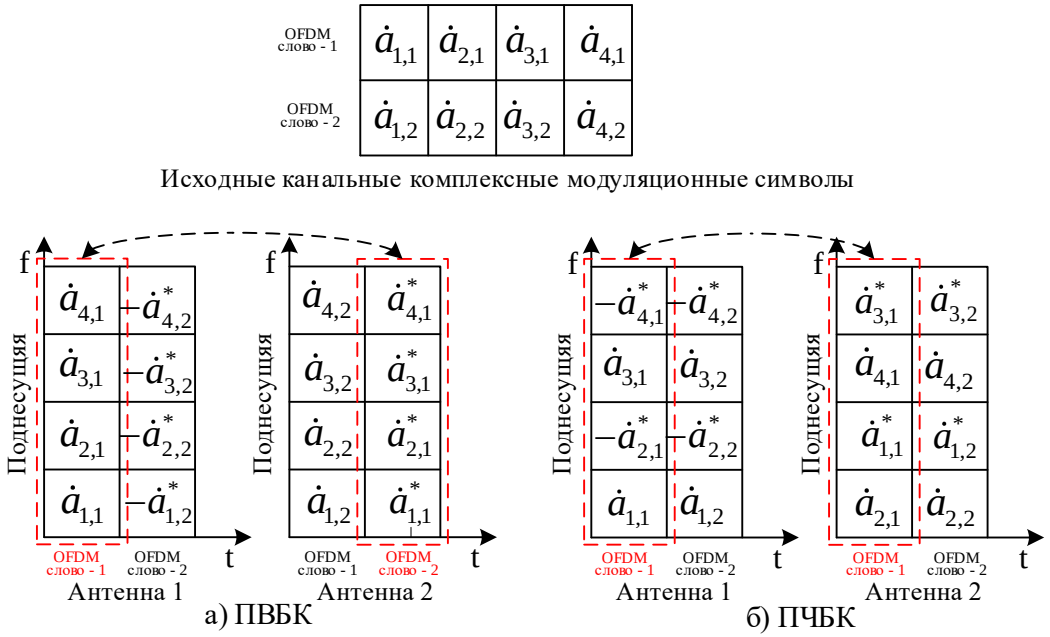


Рис. 4. Схема работы кодера MIMO по схеме Аламоути

Описанные принципы формирования OFDM сигналов передаваемых с использованием ПВБК и ПЧБК в совокупности образуют модель сигналов с частотно-временным мультиплексированием передаваемых с использованием ПВБК и ПЧБК.

OFDM-сигналы, передаваемые с использованием ПВБВ и ПЧБК, широко используются в системах связи с подвижными объектами. Из-за многообразия возможных значений параметров, используемых при формировании OFDM-сигналов, задача оценки их параметров остаются актуальными в условиях работы комплексов радиомониторинга. Проведенный анализ данной описательной модели позволил выявить зависимости между параметрами сигналообразования и параметрами сигналов OFDM-модуляцией в системах MIMO.

3. Оценивание параметров OFDM сигналов в системах MIMO

Рассмотрим случай приема сигнала в условия неопределённости параметров сигналообразования OFDM сигнала, передаваемого с использованием 2 передающих антенн. На вход одноканального радиоприемного устройства поступает смесь сигналов от двух передающих антенн $\dot{r}(t) = \dot{h}^{(11)}(t)\dot{s}^{(1)}(t) + \dot{h}^{(21)}(t)\dot{s}^{(2)}(t)$. На первоначальном этапе осуществляется построение усредненного спектра принимаемого сигнала $\dot{r}(t)$ на интервале наблюдения.

На основе усредненного спектра оцениваются нижняя $\tilde{f}_{\min}$ и верхняя $\tilde{f}_{\max}$ частоты в спектре OFDM-сигнала. Затем в соответствии с теорией оценивания параметров [9] и результатами работ [5, 8] осуществляется оценка несущей частоты $\tilde{f}_{нес}$ и ширины спектра $\Delta\tilde{F}$:

$$\tilde{f}_{нес} = \frac{\tilde{f}_{\max} + \tilde{f}_{\min}}{2} \quad \Delta\tilde{F} = \tilde{f}_{\max} - \tilde{f}_{\min} \tag{9}$$

Полученное значение несущей частоты исследуемого сигнала используется для его переноса на нулевую частоту:

$$\dot{r}_0(t) = \dot{r}(t)e^{-j2\pi\tilde{f}_{нес}t} \tag{10}$$

Для оценивания временных параметров вычисляется автокорреляционная функция (АКФ) сигнала на периоде наблюдения $T_{набл}$ в соответствии с выражением:

$$\left|\dot{B}(\tau)\right| = \frac{1}{T_{набл}} \int_{-\frac{T_{набл}}{2}}^{\frac{T_{набл}}{2}} \dot{r}_0(t)\,\dot{r}_0(t-\tau)dt \tag{11}$$

Особенностью огибающей автокорреляционной функции сигнала с OFDM модуляцией является наличие локальных максимумов, которые отстоят от центрального пика на значение $T_{инф}$ (рис. 5). Эти локальные максимумы возникают из-за повторения части сигнала при формировании защитной паузы во временной области. При вычислении АКФ по смещению в отсчетах сигнала длительность информационной части OFDM слова $T_{инф}$ вычисляется по формуле:

$$T_{инф} = \tilde{N}_{инф} / F_{АЦП}, \tag{12}$$

где $F_{АЦП}$ – частота работы АЦП приемника.

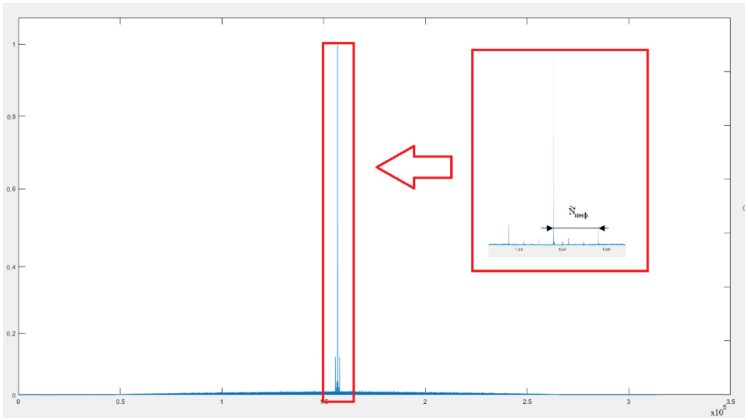


Рис. 5. Результат расчета АКФ OFDM сигнала MIMO

Для оценки числа используемых каналов K, необходимо определить интервал между ортогональными поднесущими спектра OFDM сигнала $\Delta f_{БПФ}$, в соответствии с выражением:

$$\Delta f_{БПФ} = \frac{1}{T_{инф}} \tag{13}$$

Затем по значению оценки ширины спектра $\Delta\tilde{F}$ (9) вычисляется количество используемых каналов.

$$\tilde{N}_{БПФ} = \frac{\Delta\tilde{F}}{\Delta f_{БПФ}} \tag{14}$$

Оценка размера блока БПФ $N_{БПФ} = 2^n$ реализуется округлением выражения $\log_2(\tilde{N}_{БПФ})$ в большую сторону которое обусловлено наличием защитного интервала при формировании сигнала:

$$n = \left\lceil \log_2(\tilde{N}_{БПФ}) \right\rceil, \tag{15}$$

где $\lceil \quad \rceil$ - обозначение округления в большую сторону.

Полученные оценки размера блока БПФ $N_{БПФ}$ и величины $T_{инф}$ используются для вычисления частоты дискретизации, используемой при формировании сигнала, в соответствии с выражением:

$$\tilde{F}_d = \frac{N_{\text{БПФ}}}{T_{инф}} \tag{16}$$

Для оценки $N_{цп}$ используется корреляционная функция участка сигнала с переменной длительностью. В качестве оценки $N_{цп}$ выступает длительность сегмента, обеспечивающая максимальный коэффициент корреляции [7].

Длина OFDM слова $N_{\text{ОФДМ}}$ определяется следующим выражением:

$$N_{\text{ОФДМ}} = N_{\text{БПФ}} + N_{цп}. \tag{17}$$

Таким образом, основные параметры OFDM сигнала, к которым относятся ширина спектра, число поднесущих частот, частота дискретизации при формировании сигнала, длина слова OFDM и длина циклического префикса, оцененными. Наличие оценок указанных параметров позволяет осуществлять дальнейшую корректную обработку сигналов рассматриваемого класса.

Для проверки работоспособности предложенного способа оценки параметров OFDM сигнала, рассмотрим его применение при обработке сигнала канала передачи целевой информации беспилотного летательного аппарата DJI Fantom 4, использующего режим ПК.

Фрагмент частотно-временной структуры сигнала канала передачи целевой информации представлен на рис. 6.

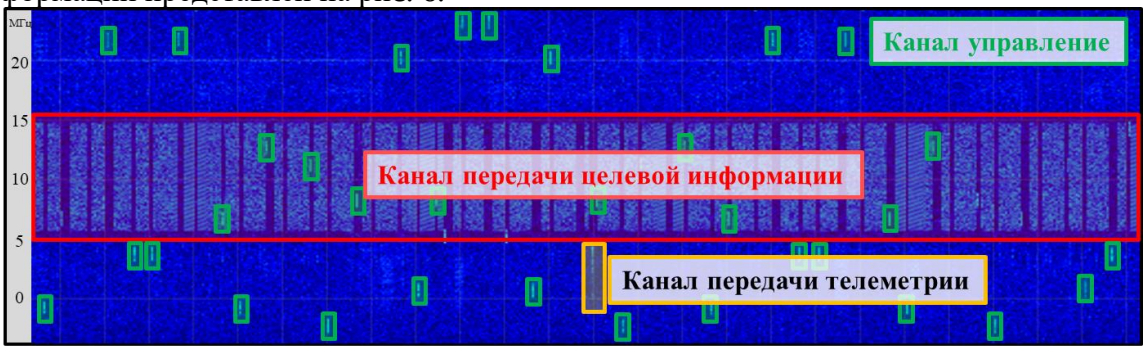


Рис. 6. Частотно-временная структура OFDM сигнала

Применение представленной выше последовательности этапов оценивания основных параметров OFDM сигнала позволило получить следующие результаты:

оценку ширины спектра – $\Delta\tilde{F} = 9,483\ МГц$;

число поднесущих частот – $K = 867$;

частоту дискретизации – $\tilde{F}_d = 11,2\ МГц$;

длину OFDM слова – $N_{\text{ОФДМ}} = 1152$;

длину циклического префикса – $N_{цп} = 128$.

Оценённые параметры совпадают с данными технической документацией на беспилотный летательный аппарат и обеспечивают дальнейшую корректную обработку сигнала.

4. Заключение

В статье представлен способ оценки ключевых параметров OFDM-сигналов, передаваемых с применением ПВБК и ПЧБК, таких как количество поднесущих частот, частоту дискретизации при формировании OFDM-сигнала, длину OFDM-слова и длину его префикса. Знание этих параметров позволяет осуществить идентификацию радиоэлектронных устройств различных типов в рамках радиомониторинга, а также обработку принимаемых от них сигналов.

Литература

1. Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г., Елохин А.В., Сорокин И.С. Пространственная обработка сигналов в MIMO-системах сотовой связи: учебное пособие. Нижний Новгород, 2020. - 134 с.
2. Рашич А.В. Сети беспроводного доступа WiMAX. СПб: Издательство политехнического университета, 2011. – 180 с.
3. Житков И.В., Абакумов А.Н., Саниев Р.Р. Метод оценивания параметров OFDM сигналов в условиях радиомониторинга. Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие»», 2021 - С. 144-151.
4. Веселов И.Д. Влияние пространственно-временного кодирования сигналов, передаваемых по технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов на помехоустойчивость канала передачи данных с беспилотных летательных аппаратов. Сборник трудов V Всероссийской военно-научной конференции «Актуальные проблемы подготовки военных специалистов в области сбора и обработки информации техническими средствами» ВКА имени А.Ф. Можайского. СПБ, 2022. - С. 282-290.
5. Макаров С.Б., Рашич А.В. Формирование и прием спектрально-эффективных сигналов с OFDM. Научно-технические ведомости СПбГПУ, 2011.
6. Пукса А.О., Шевченко А.А. Перспективы развития и проблемы OFDM технологии / сб. ст. победителей IX Международной науч.-практ. конф. World science: problems and innovations, 2017. С. 99-101.
7. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. СПб.: Питер, 2006. – 751с.
8. Старицин С.С., Абакумов А.Н., Передрий А.В., Павлов А.В. Методика оценивания параметров сигналов с OFDM-модуляцией. Журнал радиоэлектроники, 2020. № 6.
9. Юсупов Р.М., Дмитриев А.К. Идентификация и техническая диагностика. 1987. - С. 222-226.

10. Fazel K., Kaiser S. Multi-carrier and spread spectrum systems: from OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX. – 2nd ed., 2008
11. Samuel C Yang; OFDMA System Analysis and Design mobile communication series, Artech house, 2010.

REFERENCES

1. Ermolaev V.T., Flaxman A.G., Elokhin A.V., Sorokin I.S. Spatial signal processing in MIMO cellular communication systems: a tutorial. Nizhny Novgorod, 2020. - 134 p.
2. Rashich A.V. WiMAX wireless access networks. St. Petersburg: Polytechnic University Publishing House, 2011. - 180 p.
3. Zhitkov I.V., Abakumov A.N., Saniev R.R. A method for estimating OFDM signal parameters under radio monitoring conditions. Collection of proceedings XXVII International Scientific and Technical Conference “Radar, Navigation, Communications”, Voronezh State University; JSC "Concern "Constellation"", 2021 - pp. 144-151.
4. Veselov I.D. The influence of spatio-temporal coding of signals transmitted using orthogonal frequency division multiplexing technology on the noise immunity of a data transmission channel from unmanned aerial vehicles. Collection of proceedings of the V All-Russian Military Scientific Conference “Current problems of training military specialists in the field of collecting and processing information by technical means” VKA named after A.F. Mozhaisky. St. Petersburg, 2022. - pp. 282-290.
5. Makarov S.B., Rashich A.V. Formation and reception of spectral-efficient signals with OFDM. Scientific and technical bulletins of St. Petersburg State Polytechnic University, 2011.
6. Puksa A.O., Shevchenko A.A. Prospects for the development and problems of OFDM technology / collection. Art. winners of the IX International scientific and practical. conf. World science: problems and innovations, 2017. pp. 99-101.
7. Sergienko A.B. Digital signal processing: Textbook for universities. 2nd ed. St. Petersburg: Peter, 2006. – 751 p.
8. Staritsin S.S., Abakumov A.N., Peredriy A.V., Pavlov A.V. Methodology for estimating the parameters of signals with OFDM modulation. Journal of Radio Electronics, 2020. №. 6.
9. Yusupov R.M., Dmitriev A.K. Identification and technical diagnostics. 1987. - pp. 222-226.
10. Fazel K., Kaiser S. Multi-carrier and spread spectrum systems: from OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX. – 2nd ed., 2008
11. Samuel C Yang; OFDMA System Analysis and Design mobile communication series, Artech house, 2010.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ШУМОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

Е. А. Ищенко[1], Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], С. М. Фёдоров[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается возможность применения алгоритма виртуальных магнитных диполей для повышения точности пеленгации. Для того, чтобы обеспечить полностью эффективное функционирование комплекса радиопеленгации система из четырех векторных антенных элементов устанавливается на малом беспилотном летательном аппарате. Приведенный комплекс позволяет измерять характеристики поля парциально с высокой скоростью, а полученные результаты показывают высокую эффективность работы метода формирования виртуальных магнитных диполей, а также его шумовую устойчивость, так как малая ошибка сохраняется до уровня отношения сигнал/шум в 5 дБ.

Ключевые слова: виртуальная антенная решетка, шумовое воздействие, пеленгация, беспилотный летательный аппарат.

ASSESSMENT OF THE POSSIBILITY OF USING VIRTUAL MAGNETIC DIPOLES UNDER CONDITIONS OF NOISE INFLUENCE

E. A. Ishchenko[1], Yu. G. Pasternak[1], V. A. Penduyrin[2], S. M. Fedorov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP “Automated communication systems”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper examines the possibility of using a virtual magnetic dipole algorithm to improve direction finding accuracy. In order to ensure fully effective operation of the radio direction finding complex, a system of four vector antenna elements is installed on a small unmanned aerial vehicle. The presented complex makes it possible to measure field characteristics partially at high speed, and the results obtained show the high efficiency of the method of forming virtual magnetic dipoles, as well as its noise stability, since a small error is maintained up to a signal-to-noise ratio of 5 dB.

Keywords: virtual antenna array, noise impact, direction finding, unmanned aerial vehicle.

1. Введение

Применение технологий радиопеленгации востребовано во многих задачах определения направления прихода электромагнитных волн. Особенно востребована реализация таких систем на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА). БПЛА позволяют обеспечить высокую скорость перемещения и контроля, что позволяет покрыть большую площадь исследования путем применения малых комплексов радиопеленгации. Однако БПЛА как правило имеют высокое волновое сопротивление в ближней зоне рассеяния волн, что приводит к большому искажению электрического поля, что приводит к росту числа ошибок в пеленгации. Для решения данной проблемы используется множество методов повышения тонности пеленгации, которые базируются на математической обработке характеристик поля.

В работе [1] авторы предлагают использовать алгоритм MUSIC для радиопеленгационного комплекса, который установлен на малом БПЛА. Полученные результаты показывают, что применение алгоритма MUSIC позволяет повысить точность пеленгации, однако показано, что точность пеленгации очень зависит от уровня отношения сигнал-шум, а также от статистического показателя пеленгации. Таким образом, предложенный метод сложен в реализации, а также очень зависит от статистического набора данных.

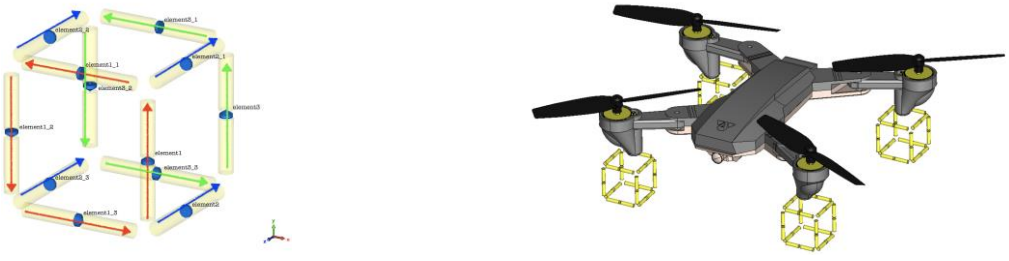
Для того, чтобы повысить точность радиопеленгации авторы в работе [2] предлагают использовать направленную антенну с поворотным устройством. Предложенная конструкция позволяет реализовать высокую точность пеленгации, высокую шумовую устойчивость, однако из-за установки на БПЛА поворотного устройства возникает большой расход батареи, что уменьшает дальность использования, а также утяжеляет конструкцию, поэтому оптимальными для БПЛА являются пассивные антенные комплексы.

Особенно важными задачами является реализация систем связи, которые соответствуют сетям пятого поколения (5G mmWave). БПЛА в таких системах выступают в роли ретрансляторов [3], а также в роли дополнительных пеленгаторов для реализации технологии формирования луча (beamforming) [4]. Таким образом, отчетливо видно, что использование БПЛА позволяет значительно повысить скорость и эффективность обработки данных об электромагнитной обстановке в пространстве. Однако стоит отметить, что большинство комплексов радиопеленгации, установленные на БПЛА имеют кольцевую форму [5, 6], что негативно сказывается на аэродинамике, а также приводит к увеличению габаритов.

В данной работе предлагается использование технологии формирования виртуальных магнитных диполей для размещенного на БПЛА комплексе радиопеленгации из четырех векторных антенных элементов. Особое внимание уделяется оценке влияния шумового воздействия на точность пеленгации.

2. Исследуемая задача пеленгации путем формирования виртуальных магнитных диполей

В процессе исследования рассматривалась задача, когда на малый БПЛА размещались четыре векторных антенных элемента, которые формировались из 12 симметричных диполей, которые имеют длину 50 мм, а в роли нагрузки выступают малошумящие усилители (последовательное сопротивление резистора 50 Ом и емкости 1.5 пФ). На рисунке 1 приводится вид исследуемой задачи, когда векторные антенные элементы размещены в нижней полусфере БПЛА, так как это позволяет снизить аэродинамическое влияние на БПЛА.



а) б)

Рис. 1. Исследуемая задача для исследования формирования виртуальных магнитных диполей: а) вид векторного антенного элемента; б) комплекс пеленгации на малом БПЛА.

В процессе исследования на комплекс БПЛА падала плоская эллиптически поляризованная волна, которая возбуждала в нагрузках комплексные напряжения.

Применение эллиптической поляризации обусловлено тем, что появляется возможность исследования всех парциальных компонент поля. Важно отметить, что с точки зрения измерения характеристик электрического поля задача является намного более простой для анализа характеристик поля в пространстве, однако электрические компоненты поля являются намного более подверженными шуму, так как в ближних зонах рассеяния волновое сопротивление пространства значительно превышает характеристики свободного пространства. Для того, чтобы снизить влияние корпуса предлагается выполнять пеленгацию на основе магнитного поля, которое может быть определено на основе уравнений Максвелла:

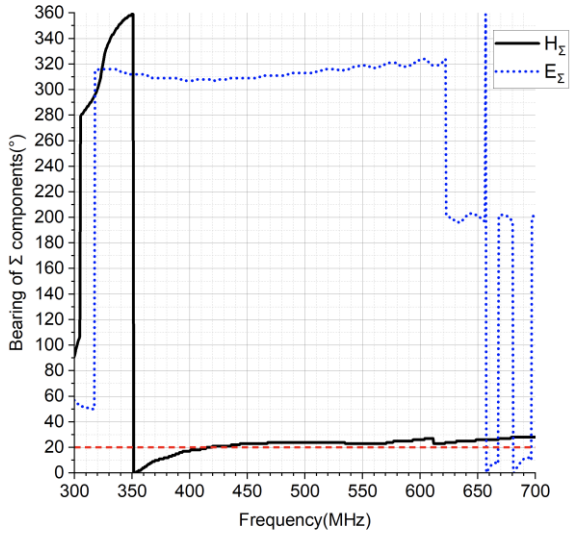
$$\oint_L \vec{E}\vec{dl} = -\frac{d}{dt}\int_S \vec{B}\vec{ds} \qquad (1)$$

Где $\vec{dl}$ – единичный векторный элемент контура интегрирования L, который ориентирован против часовой стрелки; $\vec{ds}$ – единичный элемент площади, ориентированный по нормали к поверхности S, опирающейся на контур L; $\vec{B}$ – вектор магнитной индукции, пронизывающей поверхность S.

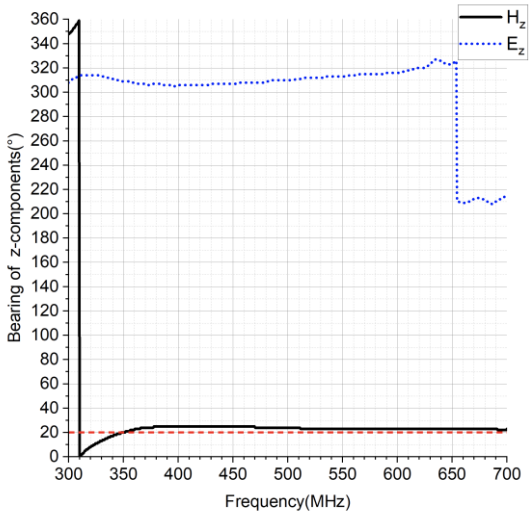
Выполнив перевод электрического поля в магнитное, появляется возможность выполнения пеленгации на основе любой парциальной компоненты поля, так и суммарного поля, что также достижимо благодаря падению эллиптически поляризованной волны (в рассматриваемом случае с осевым отношением 10:1).

3. Характеристики пеленгации без шумового воздействия

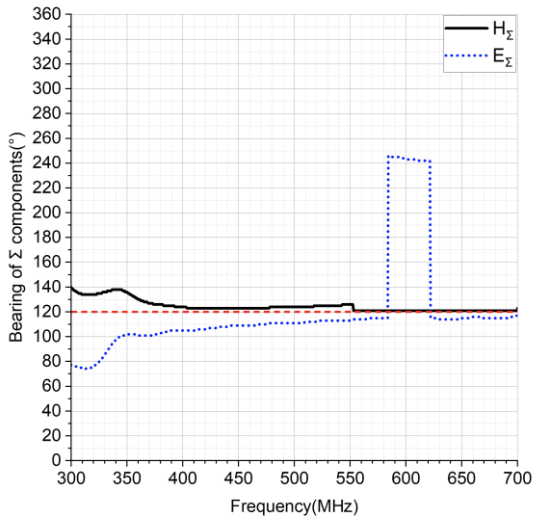
На основании предложенного метода пеленгации были определены характеристики пеленгов электромагнитной волны. В процессе исследования рассматривались характеристики пеленгации на основе суммарных компонент поля (E_Σ, H_Σ), а также только на основе z-компонент поля (E_z, H_z). Исследования показывают, что применение предложенного метода без шумового воздействия позволяет значительно повысить точность пеленгации в диапазоне частот 400-700 МГц. На рисунке 2 приводится вид картин пеленгов без шумового воздействия, а в таблице 1 приводятся статистические показатели пеленгации в диапазоне частот от 400 до 700 МГц (определялись: математическое ожидание (m_1), среднеквадратическое отклонение (σ)).



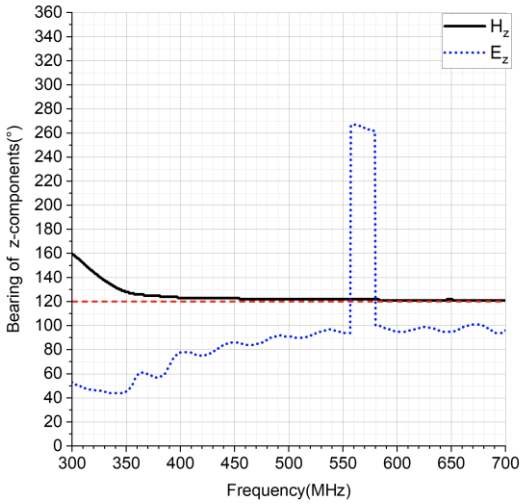
а)



б)



в)



г)

Рис. 2. Пеленги электромагнитных волн: а) пеленгация по суммарным компонентам, истинный пеленг 20 градусов; б) пеленгация по z-компонентам, истинный пеленг 20 градусов; в) пеленгация по суммарным компонентам, истинный пеленг 120 градусов; г) Пеленгация по z-компонентам, истинный пеленг 120 градусов.

Полученные результаты показывают, что применение метода пеленгации на основе магнитного поля позволяет значительно повысить точность пеленгации, однако важно отметить, что применение пеленгации по z-компоненте поля дает наибольший выигрыш в точности, так как данная компонента является наименее подверженной шуму и искажениям от корпуса-носителя, однако применение z-компоненты возможно только в случае, если у волны она присутствует априори, например, у линейно поляризованной (горизонтальной) волны z-компоненты не будет, поэтому пеленгация по этой компоненте будет давать априори ложные результаты с большой ошибкой. Таким образом, наиболее эффективной являются пеленгация с использованием суммарных компонент поля, так как она не зависят от типов электромагнитного поля, которое падает на комплекс определения пеленга.

Таблица 1. Характеристики пеленгации без шумового воздействия

ИРИ, °	E_Σ		H_Σ		Ez		Hz	
	m_1	σ	m_1	σ	m_1	σ	m_1	σ
0	333	345	1.4	1.6	301	304	0.4	0.6
10	152	206	16	6.1	308	301	11	0.9
20	274	267	24	4.2	300	282	24	3.7
30	316	286	32	1.9	310	280	32	2.8
40	266	236	41	2.7	263	231	41	1.4
50	158	116	52	3.6	139	118	51	2.5
60	53	52	59	4.6	143	99	59	1.6
70	150	130	73	4.5	151	92	71	1.2
80	110	87	77	5.4	157	79	80	2.0
90	87	23	91	5.8	72	68	91	0.9
100	102	36	105	6.3	65	66	102	2.0
110	107	4	113	3.5	248	189	112	1.9
120	129	45	123	2.9	105	50	122	1.9

130	117	13	132	1.9	212	107	132	1.8
140	131	11	141	3.6	212	92	140	0.8
150	134	17	149	3.3	241	91	148	1.7
160	101	84	161	7.3	225	73	159	1.3
170	176	7	176	6.1	140	56	170	0.7
180	191	49	177	6.5	129	52	181	1.6
среднее	--	106	--	4.3	--	138	--	1.6

Рассмотрим стабильность пеленга при внешнешумовом воздействии на комплекс радиопеленгации. Особый интерес вызывают углы падения волн в 10 и 160 градусов, так как эти углы являются наиболее подверженными шумовому воздействию и выдают наибольшую ошибку пеленга с использованием метода виртуальных магнитных диполей.

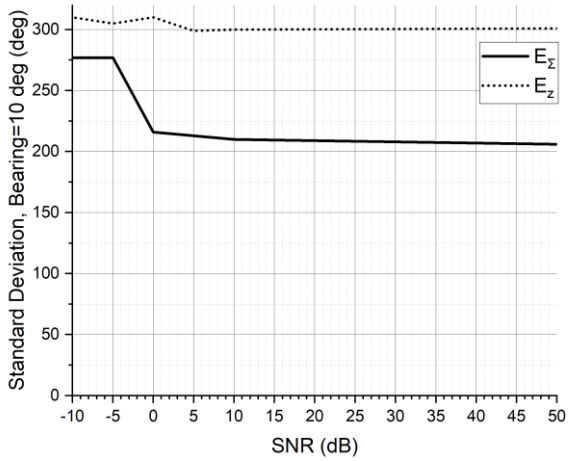
4. Оценка эффективности работы метода виртуальных магнитных диполей при внешнешумовом воздействии

Для оценки эффективности работы предложенного метода пеленгации при шумовом подавлении в сигнал добавлялся комплексный сигнал помехи, который влиял на искажение как амплитуды, так и фазы сигнала, который измерялся комплексом формирования виртуальных магнитных диполей. Шумовой сигнал подчинялся нормальному (Гауссовскому) распределению и имел вид:

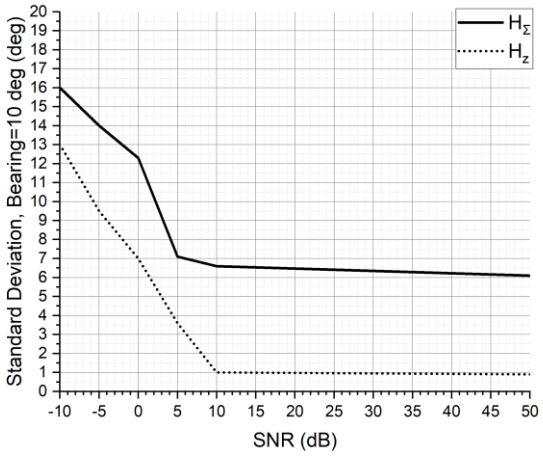
$$Noise = u_{Restd} + u_{Imstd} \qquad (2)$$

где *Noise* – напряжение комплексной шумовой помехи; u_{Restd} – действительная часть шумовой помехи; u_{Imstd} – мнимая часть шумовой помехи.

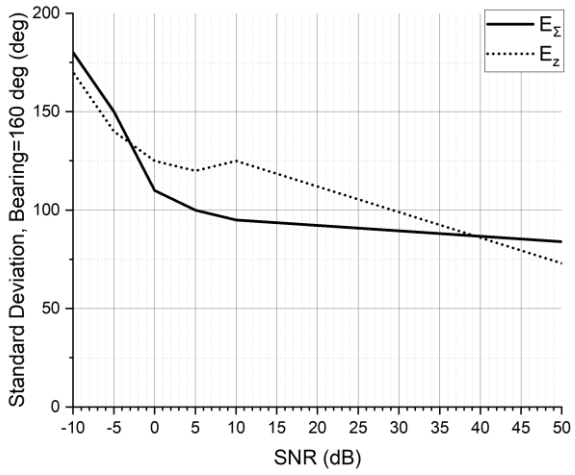
Введение шумовой помехи привело к тому, что в диапазоне частот от 400 до 570 МГц произошло нарушение характеристик пеленгации – пеленг был максимально нестабилен, что приводит к сужению эффективного диапазона рабочих частот комплекса до диапазона 570-700 МГц. На рисунке 3 приводится вид зависимостей среднеквадратического отклонения пеленга от уровня отношения сигнал/шум.



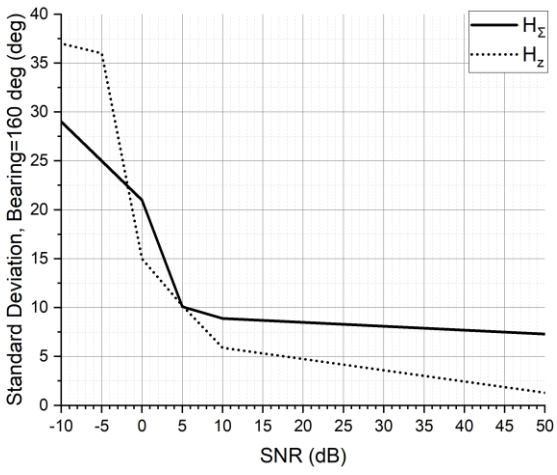
а)



б)



в)



г)

Рис. 3. Среднеквадратическое отклонение пеленгации при разных уровнях отношения сигнал/шум: а) угол падения волны 10 градусов, электрическое поле; б) угол падения волны 10 градусов, виртуальные магнитные диполи; в) угол падения волны 160 градусов, электрическое поле; г) угол падения волны 160 градусов, виртуальные магнитные диполи.

Полученные зависимости показывают, что применение метода виртуальных магнитных диполей позволяет повысить точность пеленгации при шумовом воздействии. Так, было отмечено, что до уровня отношения сигнал/шум в 5 дБ сохраняется высокая точность определения пеленга, что превосходит значения, которые могут быть достигнуты путем использования методов MUSIC и root-MUSIC.

5. Заключение

Как показывают полученные результаты, использование методов формирования виртуальных антенных решеток приводит к повышению точности пеленгации, а также к шумовой устойчивости комплекса радиопеленгации. Также особенностью использования предложенного метода является то, что для измерения характеристик электромагнитного поля применяются малые векторные антенные элементы, которые вызывают малые искажения аэродинамических характеристик потоков, что особенно важно в задачах установки комплексов связи на БПЛА.

6. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 19-79-10109, https://rscf.ru/project/19-79-10109/

Литература

1. Zheng Q., Xiao H., Shi H., Wang T. UAV Direction Estimation Based on Spatial Smoothing Technology. // 2019 3rd International Conference on Electronic Information Technology and Computer Engineering (EITCE), 2019. – pp. 822-825.
2. Wang L., Huang Y. UAV-Based Estimation of Direction of Arrival: An Approach Based on Image Processing. // 2020 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2020. – pp. 1165-1169.
3. Zhang L., Zhao H., Hou S., Zhao Z., Xu H., Wu X., Wu Q., Zhang R. A Survey on 5G Millimeter Wave Communications for UAV-Assisted Wireless Networks. // IEEE Access, 2019, Vol. 7. – pp. 117460-117504.

4. Hanna S., Krijestorac E., Cabric D. Destination-Feedback Free Distributed Transmit Beamforming Using Guided Directionality. // IEEE Transactions on Mobile Computing, 2022.
5. Dawood H. S., El-Khobby H. A., Elnaby M. A., Hussein A. H. Optimized VAA Based Synthesis of Elliptical Cylindrical Antenna Array for SLL Reduction and Beam Thinning Using Minimum Number of Elements. // IEEE Access, 2021, Vol. 9. – pp. 50949-50960.
6. Sun B., Tan B., Ashraf M., Valkama M., Lohan E. S. Embedding the Localization and Imaging Functions in Mobile Systems: An Airport Surveillance Use Case. // IEEE Open Journal of the Communications Society, 2022, Vol. 3. – pp. 1656-1671.

REFERENCES

1. Zheng Q., Xiao H., Shi H., Wang T. UAV Direction Estimation Based on Spatial Smoothing Technology. // 2019 3rd International Conference on Electronic Information Technology and Computer Engineering (EITCE), 2019. – pp. 822-825.
2. Wang L., Huang Y. UAV-Based Estimation of Direction of Arrival: An Approach Based on Image Processing. // 2020 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2020. – pp. 1165-1169.
3. Zhang L., Zhao H., Hou S., Zhao Z., Xu H., Wu X., Wu Q., Zhang R. A Survey on 5G Millimeter Wave Communications for UAV-Assisted Wireless Networks. // IEEE Access, 2019, Vol. 7. – pp. 117460-117504.
4. Hanna S., Krijestorac E., Cabric D. Destination-Feedback Free Distributed Transmit Beamforming Using Guided Directionality. // IEEE Transactions on Mobile Computing, 2022.
5. Dawood H. S., El-Khobby H. A., Elnaby M. A., Hussein A. H. Optimized VAA Based Synthesis of Elliptical Cylindrical Antenna Array for SLL Reduction and Beam Thinning Using Minimum Number of Elements. // IEEE Access, 2021, Vol. 9. – pp. 50949-50960.
6. Sun B., Tan B., Ashraf M., Valkama M., Lohan E. S. Embedding the Localization and Imaging Functions in Mobile Systems: An Airport Surveillance Use Case. // IEEE Open Journal of the Communications Society, 2022, Vol. 3. – pp. 1656-1671.

ПАРАМЕТРЫ УЧАСТКА, СУЩЕСТВЕННОГО ПРИ ФОРМИРОВАНИИ РАДИОВОЛНЫ, ОТРАЖЁННОЙ ОТ ГЛАДКОЙ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

А. М. Бобрешов[1], Г. К. Усков[1], К. В. Смусева[1], А. А. Кононов[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе исследован процесс отражения радиоволн от плоской горизонтальной поверхности. На основе представления о зонах Френеля установлена форма участка плоскости, оказывающего наиболее существенное влияние на формирование отражённой волны. Применение точных методов аналитической геометрии позволило найти теоретические выражения для координат и размеров указанного участка, которые выполняются независимо от многих традиционно используемых допущений, таких как предположение о достаточно малой по сравнению с высотами антенн длине волны. Кроме того, показано, что из полученных результатов как частные случаи следуют некоторые ранее известные формулы, применявшиеся для приближённого расчёта соответствующих величин.

Ключевые слова: зоны Френеля; интерференция радиоволн; отражение от плоскости; существенная область.

THE PARAMETERS OF THE AREA THAT IS SIGNIFICANT FOR FORMING THE RADIO WAVE REFLECTED FROM A SMOOTH HORIZONTAL SURFACE

A. M. Bobreshov[1], G. K. Uskov[1], K. V. Smuseva[1], A. A. Kononov[1]

[1]Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers the process of reflection of radio waves from a falt horizontal surface. Based on the concept of the Fresnel zones, the shape of the area of the plane that effects the reflected wave formation most significantly is determined. Application of the exact analytic geometry method allowed for obtaining theoretical expressions for the coordinates and sizes of the specified area, which remain valid independently of many traditionally used assumptions, such as the hypothesis that the wavelength is small enough in relation to the antenna heights. In addition, it is shown that some previously known formulas used for approximate calculation of the corresponding values follow from the obtained results as special cases.

Keywords: Fresnel zones; interference of radio waves; reflection from the plane; significant area.

1. Введение

Одной из базовых прикладных моделей процесса распространения радиоволн в земных условиях является приближение, в котором поверхность Земли заменяется на горизонтальную относительно приёмной и передающей антенн плоскость, а затем рассматривается интерференция прямой и отражённой волн [1, 2]. Для оценки области пространства, оказывающей на распространение радиоволн наиболее существенное влияние, применяют различные приёмы, одним из которых является метод зон Френеля [2, 3]. Однако часто при этом, вследствие близости формы указанной области к узкому лучу, полагают, что отражение от поверхности происходит в одной точке. Если же размерами участка поверхности, формирующего отражённую волну, не пренебрегают, то

для его параметров (в том числе, координат на плоскости) используют приближённые выражения. В то же время существующие системы навигации и геолокации, характеризующиеся высокими показателями точности и быстродействия [4], позволяют применять и точные расчётные соотношения, вывод которых при достаточно общих предположениях дан ниже.

2. Пространственная форма существенной области

Рассмотрим вначале распространение радиоволн в свободном пространстве (рис. 1). Пусть передатчик расположен в точке A, которую разместим в начале координат, а приёмник — в точке B с координатами $(0; r; 0)$ (на рис. 1 ось абсцисс направлена на читателя перпендикулярно плоскости чертежа).

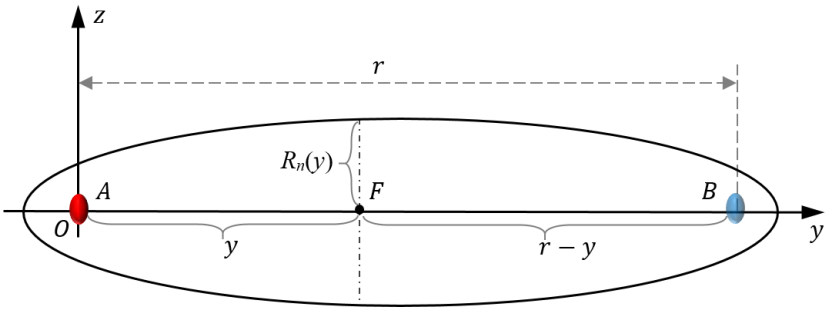


Рис. 1. Форма области, существенной для распространения радиоволн.

Если некоторая точка F принадлежит отрезку AB, то ей соответствует координата $AF = y$. Как известно [2, 5], на плоскости, проходящей через точку F перпендикулярно направлению распространения радиоволны, внешняя граница n-й зоны Френеля представляет собой окружность такого радиуса, что разность хода для лучей, приходящих к приёмнику от источника через центр круга (напрямую) или через его край (как через вторичный источник), равна $n \cdot \frac{\lambda}{2}$, где λ — рабочая длина волны.

Найдём этот радиус $R_n(y)$. Расстояние между источниками равно r; именно этот путь проходит прямой луч. Расстояния же от точки на краю указанного круга и до источника и приёмника равны соответственно $\sqrt{y^2 + R_n^2(y)}$ и $\sqrt{(r-y)^2 + R_n^2(y)}$, поэтому условие разности хода даёт $\sqrt{y^2 + R_n^2(y)} + \sqrt{(r-y)^2 + R_n^2(y)} - r = \frac{n\lambda}{2}$, откуда

$$\frac{16R_n^2(y)}{4rn\lambda + n^2\lambda^2} + \frac{16\left(y-\frac{r}{2}\right)^2}{(2r+n\lambda)^2} \equiv \frac{16(x^2+z^2)}{n\lambda(4r+n\lambda)} + \frac{16\left(y-\frac{r}{2}\right)^2}{(2r+n\lambda)^2} = 1. \qquad (1)$$

Таким образом, внешние границы n-х зон Френеля на плоскостях, перпендикулярных направлению распространения сигнала, принадлежат поверхности, имеющей вид эллипсоида вращения (как видно из (1), если подставить $R_n^2 = x^2 + z^2$) и ограничивающей область пространства, существенную для распространения радиоволн (если вкладом зон Френеля с номерами, бóльшими n, пренебречь); этот эллипсоид мы далее будем называть эллипсоидом Френеля.

Теперь на основе (1) легко выразить искомый радиус и получить его оценку сверху:

$$R_n(y) = \sqrt{\frac{n\lambda(4r+n\lambda)}{16}\left(1 - \frac{16\left(y-\frac{r}{2}\right)^2}{(2r+n\lambda)^2}\right)} \le R_n\left(\frac{r}{2}\right) = \frac{\sqrt{n\lambda(4r+n\lambda)}}{4}. \qquad (2)$$

При $n\lambda \ll 4r$ получается классический результат $R_n\left(\frac{r}{2}\right) \approx \frac{\sqrt{rn\lambda}}{2}$. Видно, между прочим, что эллипсоид Френеля не заключён полностью в пространстве между

антеннами. Действительно, y-координаты его крайних точек y_{ex} легко найти из условия обращения в ноль радиуса R_n:

$$R_n(y_{ex}) = 0 \Longrightarrow 4\left(y_{ex} - \frac{r}{2}\right) = \pm(2r + n\lambda) \Longrightarrow y_{ex} \in \left\{-\frac{n\lambda}{4}; r + \frac{n\lambda}{4}\right\}, \qquad (3)$$

то есть эллипсоид Френеля выступает за антенну на n четвертей длины волны.

Перейдём теперь к случаю, когда волна отражается от гладкой горизонтальной поверхности (антенны расположены вертикально). Трёхмерная модель данного процесса показана на рис. 2, где A_0 и B_0 — основания антенн, высоты которых равны h_A и h_B соответственно, а B_1 — точка, симметричная точке B относительно отражающей плоскости. Видно, что точку отражения луча, который в отсутствие плоскости распространялся бы от A до B_1 окружает некоторый участок, который и формирует отражённую волну, приходящую в B (на рис. 2 он выделен цветом).

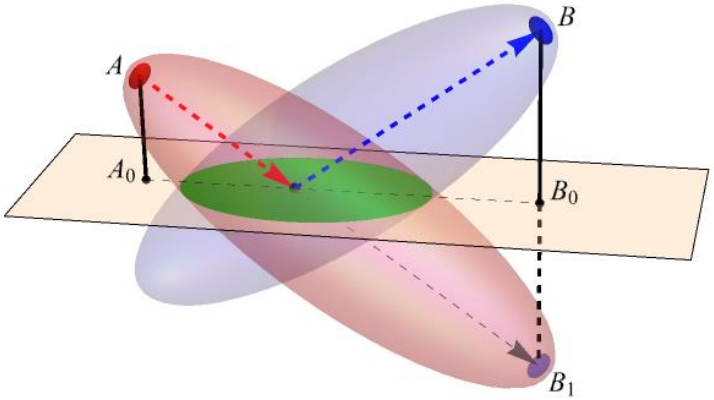


Рис. 2. Пространственная модель отражения радиоволн от плоскости.

Пусть для определённости луч образует с горизонтальной плоскостью угол θ и отражается от неё в точке C (см. рис. 3).

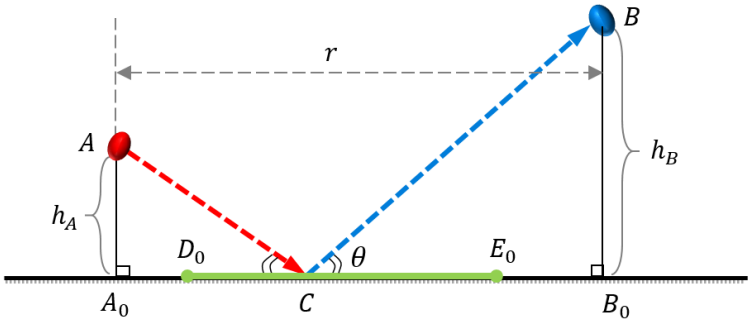


Рис. 3. Отражение луча от плоскости.

Тогда можно видеть, что угол θ определяется однозначно:

$$r = A_0B_0 = A_0C + B_0C = h_A \operatorname{ctg}\theta + h_B \operatorname{ctg}\theta \Longrightarrow \theta = \operatorname{arctg}\frac{h_A + h_B}{r}; \qquad (4)$$

(было учтено, что θ не превосходит $\frac{\pi}{2}$). Существенно даже не выражение (4), а сам факт, что в дальнейшем все величины, выражающиеся через θ, можно считать известными, если заданы параметры h_A, h_B и r).

Сделаем ещё одно важное замечание. На рис. **Ошибка! Источник ссылки не найден.** линия A_0B_0 — это поперечное сечение отражающей плоскости (которую мы иногда будем впоследствии именовать «плоскостью A_0B_0»). Видно, что она образует с положительным направлением луча $\overrightarrow{AC}$ угол θ; кроме того,

$$AC = \frac{AA_0}{\sin\theta} = \frac{h_A}{\sin\theta}. \qquad (5)$$

Эти наблюдения будут использованы в следующем разделе для получения уравнения отражающей поверхности. Здесь же отметим, что сразу можно определить форму границы вышеупомянутого участка, существенного при отражении волн (на рис. 3 его сечению соответствует отрезок D_0E_0) — это эллипс. Действительно, данная граница образуется при пересечении эллипсоида (ограниченной трёхмерной поверхности второго порядка) плоскостью (линейным многообразием), то есть представляет собой ограниченную плоскую кривую второго порядка, а эллипс является единственным невырожденным примером такой кривой.

3. Участок плоскости, формирующий отражённую волну

Будем использовать систему координат, изображённую на рис. 4. Ось координат Oy направлена вдоль $\overrightarrow{AB_1}$; ось Oz направим в ту полуплоскость, в которой расположена антенна A (совпадающая с началом координат O), затем направление оси Ox выберем так, чтобы получить правую прямоугольную декартову систему координат (в том числе, при этом Ox будет перпендикулярна $\overrightarrow{AB_1}$ и параллельна поверхности, от которой отражается волна). На рис. 4 ось Ox снова направлена на читателя перпендикулярно плоскости чертежа.

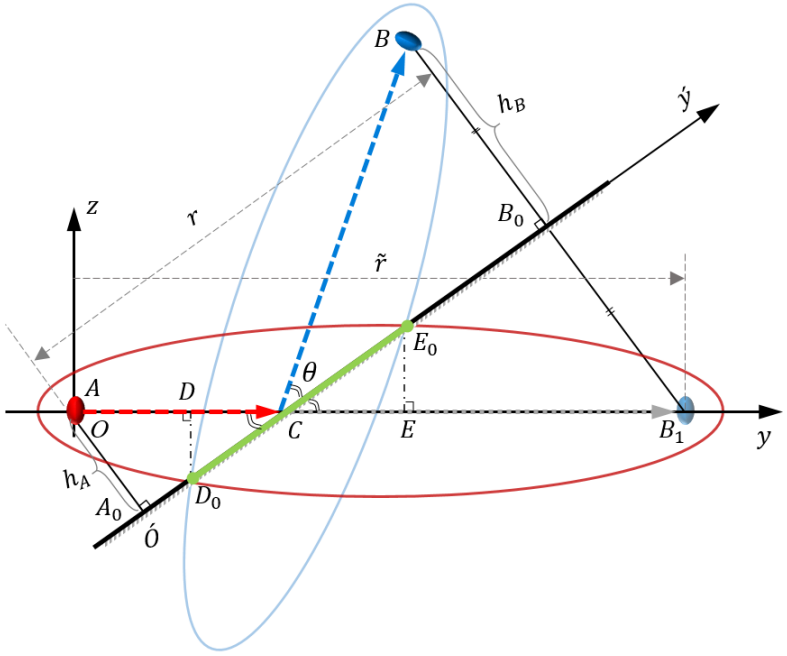


Рис. 4. Схема процесса отражения (продольное сечение).

Эллипсоид Френеля в этих координатах задаётся уравнением типа (1), которое лучше представить в следующем виде ($\tilde{r} = AB_1$ — расстояние, которое проходит отражённый луч):

$$\frac{x^2+z^2}{X} + \frac{(y-\psi)^2}{Y} = 1,\ X = \frac{n\lambda(4\tilde{r}+n\lambda)}{16},\ Y = \frac{(2\tilde{r}+n\lambda)^2}{16},\ \psi = \frac{\tilde{r}}{2},\ \tilde{r} = \frac{r}{\cos\theta}. \qquad (6)$$

Интересующая нас волна начинает своё распространение вдоль луча $\overrightarrow{AB_1}$, который в точке C пересекается с отражающей плоскостью A_0B_0, параллельной оси Ox; поэтому в выбранной системе координат её уравнение совпадает с уравнением прямой A_0B_0 в системе координат yOz, которое, с учётом проведённых в конце предыдущего раздела рассуждений (см., в том числе, (5)), имеет вид

$$z = \operatorname{tg}\theta \cdot (y - AC) = \operatorname{tg}\theta \cdot \left(y - \frac{h_A}{\sin\theta}\right) = \alpha y + \beta,\ \alpha = \operatorname{tg}\theta,\ \beta = -\frac{h_A}{\cos\theta}. \quad (7)$$

Подставим это уравнение в (**Ошибка! Источник ссылки не найден.**), чтобы исследовать сечение эллипсоида Френеля плоскостью A_0B_0:

$$\frac{x^2+\alpha^2y^2+2\alpha\beta y+\beta^2}{X} + \frac{y^2-2y\psi+\psi^2}{Y} = 1; \quad (8)$$

выделим полный квадрат относительно y, в результате чего (8) приобретает вид

$$\frac{x^2}{X} + \left(\frac{\alpha^2}{X} + \frac{1}{Y}\right)(y - y_0)^2 + \frac{\beta^2}{X} + \frac{\psi^2}{Y} - \frac{\alpha^2Y+X}{XY}\cdot y_0^2 = 1,\ y_0 = -\frac{\alpha\beta Y-\psi X}{\alpha^2Y+X}; \quad (9)$$

при этом свободное слагаемое в правой части упрощается, что в итоге даёт

$$\frac{x^2}{X} + \frac{\alpha^2Y+X}{XY}(y - y_0)^2 + \frac{(\beta+\psi\alpha)^2}{\alpha^2Y+X} = 1. \quad (10)$$

Этому уравнению удовлетворяют координаты (x, y) точек проекции интересующего нас эллипса на плоскость xOy; на рис. 4 отрезок DE соответствует сечению этой проекции плоскостью чертежа, а отрезок D_0E_0 — самому эллипсу, лежащему в отражающей плоскости, в которой его точки задаются координатами $(x, \acute{y})$, где ось $\acute{O}\acute{y}$ проходит через основания антенн A_0 (совпадающее с $\acute{O}$) и B_0 (ось Ox сохраняет своё прежнее направление — она перпендикулярна и самому эллипсу, и его упомянутой проекции).

На примере точки E_0 (для которой на рис. 4 уже выполнено иллюстрирующее дополнительное построение) установим связь между y и $\acute{y}$. Учитывая (5), получаем

$$y = h_A \sin\theta + \acute{y}\cos\theta \Leftrightarrow \acute{y} = \frac{y - h_A\sin\theta}{\cos\theta}. \quad (11)$$

Однако подставлять это в полученное уравнение (10) эллипса в координатах (x, y) нецелесообразно: проще будет выразить из него интересующие нас параметры проекции эллипса (см. рис. 5), а затем пересчитать их в величины, относящиеся к самому эллипсу, воспользовавшись связью y с $\acute{y}$ (которая представляет собой линейную замену *одной* координаты, следовательно, влияет только на масштабирование; другими словами, полуоси проекции будут являться проекциями полуосей эллипса и т. д.

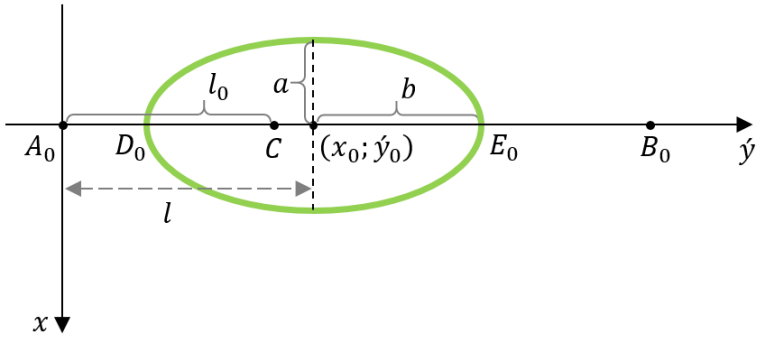


Рис. 5. Эллиптическая область в отражающей плоскости.

Упростить выкладки помогают соотношения (первое по сути уже использовалось при выводе (10))

$$Y - X = \psi^2,\ h_A\alpha + \beta\sin\theta = 0,\ \alpha^2 + 1 = \frac{1}{\cos^2\theta},\ \alpha^2Y + X = \frac{X}{\cos^2\theta} + \alpha^2\psi^2. \quad (12)$$

Например, фигурирующая в (**Ошибка! Источник ссылки не найден.**) величина y_0 является y-координатой центра эллипса, который, вообще говоря, не совпадает с точкой C: расстояние до этой точки от основания излучающей антенны A_0 равно $l_0 = A_0C = h_A\operatorname{ctg}\theta$, а до центра эллипса $l = \frac{y_0}{\cos\theta} - h_A\operatorname{tg}\theta$, так что

$$l = l_0\left(1 + \frac{n\lambda(4r+n\lambda\cos\theta)(r\sin\theta-2h_A\cos\theta)}{2h_A\left(4r^2\sin^2\theta+n\lambda(4r\cos\theta+n\lambda\cos^2\theta)\right)}\right). \qquad (13)$$

Далее, на основе (10) можно сразу выписать выражение для квадрата полуоси a, параллельной Ox: $a^2 = X\cdot\left(1-\frac{(\beta+\psi\alpha)^2}{\alpha^2Y+X}\right) \Longrightarrow$

$$a = \frac{1}{4}\cdot\sqrt{\frac{n\lambda(4r+n\lambda\cos\theta)\left(n\lambda(4r+n\lambda\cos\theta)+16h_A(r\sin\theta-h_A\cos\theta)\right)}{4r^2\sin^2\theta+n\lambda(4r\cos\theta+n\lambda\cos^2\theta)}}. \qquad (14)$$

Для полуоси, параллельной Oy, выражение тоже фактически готово; но напомним, что это полуось проекции эллипса, измеренная по координате y. Соответствующая полуось b самого эллипса получится в результате дополнительного деления на $\cos\theta$, потому что, в силу (11), отрезок $\Delta\acute{y}$ в плоскости A_0B_0 связан со своей проекцией Δy на плоскость xOy соотношением $\Delta y = \cos\theta\cdot\Delta\acute{y}$. Итак, $b^2 = \frac{1}{\cos^2\theta}\cdot\frac{XY}{\alpha^2Y+X}\left(1-\frac{(\beta+\psi\alpha)^2}{\alpha^2Y+X}\right) \Longrightarrow$

$$b = \frac{(2\tilde{r}+n\lambda)a}{\sqrt{n\lambda(4\tilde{r}+n\lambda)+4\tilde{r}^2\sin^2\theta}} = \frac{(2r+n\lambda\cos\theta)a}{\sqrt{n\lambda(4r\cos\theta+n\lambda\cos^2\theta)+4r^2\sin^2\theta}}. \qquad (15)$$

На практике (при условии $r \gg n\lambda$) можно применять (15) в приближённом виде: $a \approx b\sin\theta$ (то есть a оказывается меньшей полуосью, а b — большей).

Формулы (13), (14) и (15) дают решение поставленной задачи, представляя собой искомые параметры эллиптического участка, существенного для формирования отражённой волны (подчеркнём ещё раз, что расстояние l откладывается от точки A_0 вдоль A_0B_0, то есть от основания первой антенны в направлении на вторую антенну). В том числе, трёхмерная модель рассматриваемого процесса отражения, представленная на рис. 2, построена с учётом этих результатов, т. е. является геометрически корректной.

Следует отдельно обратить внимание на терминологический нюанс: название «эллипсоид Френеля» использовано здесь только для краткости и обозначает область пространства, существенную для распространения радиоволн при учёте вклада первых n зон Френеля (традиционно же указанный термин используется в физике анизотропных сред для наименования виртуальной поверхности, имеющей существенно иное значение; так, длины осей эллипсоида прямо пропорциональны значениям главных лучевых скоростей света в кристалле, а применяться он может для определения лучевых скоростей по произвольному направлению).

4. Частные случаи

При определённых предположениях можно привести полученные результаты к приближённому виду, совпадающему с некоторыми известными ранее соотношениями [6]; продемонстрируем несколько частных случаев.

Пусть сначала обе антенны имеют сравнимую по порядку величины (и достаточно большую) высоту и далеки друг от друга, то есть можно считать, что $r \sim h_B \sim h_A \gg n\lambda$. В этом случае, с учётом того, что из (4) следует $r = \frac{(h_A+h_B)\cos\theta}{\sin\theta}$, находим

$$a \approx \sqrt{\frac{rn\lambda(rn\lambda+4h_Ah_B\cos\theta)}{4r^2\sin^2\theta+4rn\lambda\cos\theta}} \approx \sqrt{\frac{h_Ah_Bn\lambda\cos\theta}{r\sin^2\theta}} = \sqrt{\frac{n\lambda h_Ah_B}{(h_A+h_B)\sin\theta}}. \qquad (16)$$

Далее, как уже как уже отмечалось выше, в данном случае вторую полуось можно найти по формуле $b \approx \frac{a}{\sin\theta}$. Остаётся выразить

$$l \approx l_0\left(1+\frac{4rn\lambda\left((h_A+h_B)\cos\theta-2h_A\cos\theta\right)}{2h_A(4r^2\sin^2\theta+4rn\lambda\cos\theta)}\right) \approx l_0\left(1+\frac{n\lambda(h_B-h_A)\cos\theta}{2h_A(r\sin^2\theta+0)}\right) \approx l_0. \qquad (17)$$

Пусть теперь $n\lambda \sim h_A \ll h_B \sim r$. Тогда

$$a \approx \sqrt{\frac{rn\lambda(rn\lambda+4h_Ar\sin\theta)}{4r^2\sin^2\theta+4rn\lambda\cos\theta}} \approx \sqrt{\frac{n\lambda(rn\lambda+4h_Ar\sin\theta)}{4r\sin^2\theta+0}} = \sqrt{\frac{n\lambda h_A}{\sin\theta}\cdot\left(1+\frac{n\lambda}{4h_A\sin\theta}\right)}. \qquad (18)$$

Как видно, большее значение имеет высота более низкой антенны. Вторая полуось по-прежнему определяется формулой $b \approx \frac{a}{\sin\theta}$. Наконец,

$$l \approx l_0\left(1+\frac{4r^2 n\lambda \sin\theta}{2h_A(4r^2\sin^2\theta+4rn\lambda\cos\theta)}\right) \approx l_0\left(1+\frac{n\lambda}{2h_A\sin\theta}\right). \quad (19)$$

Из симметрии ясно, что если в принятых при выводе последнего приближённого результата предположениях поменять ролями h_A и h_B (то есть рассматривать случай, когда принимающая антенна ниже передающей), то это приведёт всего лишь к аналогичной перемене в итоговых формулах. Заметим ещё, что на практике часто учитывают только первую зону Френеля, для чего всюду в полученных выражениях нужно будет подставить $n = 1$, что приведёт к их некоторому упрощению.

Поясним для полноты, что оба приближения получены в предположении достаточно большой (то есть не пренебрежимо малой по сравнению с r) высоты хотя бы одной из антенн. Из-за этого нигде нельзя было пренебрегать и синусом или косинусом угла $\theta = \operatorname{arctg}\frac{h_A+h_B}{r}$, который, таким образом, принимает в целом «средние» значения (не близкие ни к 0, ни к $\frac{\pi}{2}$); это, впрочем, как раз и характеризует область применимости интерференционных формул (в том числе, самого понятия отражённого луча) в целом.

5. Заключение

В работе были установлены форма и расположение участка плоской горизонтальной поверхности, оказывающего наиболее существенное влияние на отражение радиоволн от неё. Показано, что граница этого участка является эллипсом, для координат центра которого найдены точные выражения. Также определены величины большой и малой полуосей эллипса. Все полученные формулы не требуют никаких дополнительных предположений, кроме тех, при которых применима теория зон Френеля, и, таким образом, могут применяться даже в условиях, когда, например, недопустимо пренебрегать длиной волны по сравнению с высотами антенн. Если же подобные приближения оказываются возможными, то представленные соотношения принимают вид, совпадающий с ранее известными результатами, следующими из соответствующих приближённых моделей.

6. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2023–2025 годы, проект № FZGU-2023-0006. Для выполнения численных расчётов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

Литература

1. Грудинская Г. П. Распространение радиоволн. М.: Высшая школа, 1967. – 244 с.
2. Apaydin G., Sevgi L. Radio Wave Propagation and Parabolic Equation Modeling. Wiley-IEEE Press, 2017. – 149 p.
3. Иродов И. Е. Волновые процессы. Основные законы. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2015. – 263 с.
4. Wang Q. High-precision, fast geolocation method for spaceborne synthetic aperture radar / Wang Q., Huang H., Dong Z., Yu A., He F., Liang D. // Chinese Science Bulletin, 2012, Vol. 57, No. 2–3. – Pp. 287–293.

5. Распространение радиоволн за счет дифракции. Рекомендация МСЭ-R P.526-15 (10/2019). Женева, 2020. – 46 с.
6. Фомин А. Н. Общая теория радиолокации и радионавигации. Распространение радиоволн: учебник / Фомин А. Н., Копылов В. А., Филонов А. А., Андронов А. В // Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. – 318 с.

REFERENCES

1. Grudinskaya, G. P. Propagation of Radio Waves. Moscow: Higher School Press, 1967. – 244 p.
2. Apaydin, G., Sevgi, L. Radio Wave Propagation and Parabolic Equation Modeling. Wiley-IEEE Press, 2017. – 149 p.
3. Irodov, I. E. Wave Processes. The Basic Laws. Moscow: BINOME. Laboratory of knowledge, 2015. – 263 p.
4. Wang, Q. High-precision, fast geolocation method for spaceborne synthetic aperture radar / Wang Q., Huang H., Dong Z., Yu A., He F., Liang D. // Chinese Science Bulletin, 2012, Vol. 57, No. 2–3. – Pp. 287–293.
5. Propagation by diffraction. Recommendation ITU-R P.526-15 (10/2019). Geneva, 2019. – 45 p.
6. Fomin, A. N. General Theory of Radar and Radio Navigation. Propagation of Radio Waves: Textbook / Fomin A. N., Kopylov B. A., Filonov A. A., Andronov A. V. // Krasnoyarsk: Sib. Feder. Un-ty, 2017. – 318 p.

ПАТЧ-ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ АНТЕННОИ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ДВУХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПОЛЯРИЗАЦИЯХ

Д. К. Проскурин[1]

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

Аннотация. Целью работы является рассмотрение характеристик работоспособности патч-элементов U-образной формы в составе антенной решетки. В результате эксперимента были получены частотные зависимости коэффициента стоячей волны на двух входах антенного элемента. Благодаря таким факторам, как пропорциональность коэффициента усиления величине проекции апертуры, качество согласования при широкоугольном сканировании и обеспечению требуемого уровня кросс-поляризационной развязки подтверждается перспективность использования рассматриваемых вариантов патч элементов.

Ключевые слова: патч-элементы, антенная решетка, дециметровый диапазон волн

PATCH ELEMENTS FOR THE ANTENNA ARRAY OF THE DECIMETER WAVE RANGE WITH TWO-COORDINATE WIDE ANGLE SCANNING ON TWO ORTHOGONAL POLARIZATIONS

D. K. Proskurin[1]

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

Abstract. The purpose of the work is to consider the performance characteristics of U-shaped patch elements in the antenna array. As a result of the experiment, the frequency dependences of the standing wave coefficient at the two inputs of the antenna element were obtained. Due to factors such as the proportionality of the gain factor to the size of the aperture projection, the quality of matching during wide-angle scanning and ensuring the required level of cross-polarization isolation, the prospects of using the considered patch element options are confirmed.

Keywords: patch elements, antenna array, decimeter wave range

1. Введение

Использование U- образной формы полосков патча позволяет существенно расширить диаграмму направленности элементов ФАР, находящихся в составе решетки, за счет тороидальных ДН фрагментов полосков патч- элемента, наклоненных к экрану. Они представлены на рисунках 1 и 2.

Кроме того, наличие вертикальных частей полосков патчей позволяет разместить патч- элементы в составе антенной решетки с шагом, равным половине длине волны, без использования диэлектрической подложки, что очень важно для уменьшения массы антенных элементов антенной решетки дециметрового диапазона волн, а также – уменьшить потери мощности.

Применение линейных полосков патчей позволяет расширить полосу рабочих частот антенных элементов.

Использование директора круглой формы позволяет существенно уменьшить значения коэффициента эллиптичности.

Применение антенных элементов патч- типа позволяет существенно уменьшить их высоту и препятствовать условиям возникновения поверхностных волн при двухкоординатном широкоугольном сканировании.

2. Исследования характеристик антенных элементов

На рисунке 3 показаны расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента стоячей волны на входах патч- элемента (рис. 1, рис. 2). Расчетные и экспериментальные частотные зависимости модуля коэффициента передачи между двумя входами патч- элемента с полосками U- образной формы показаны на рисунке 4.

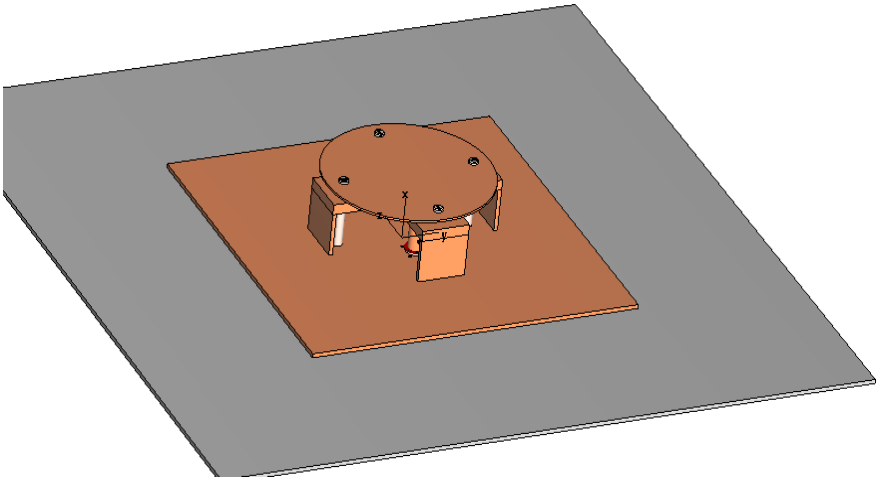


Рис. 1. Кросс- патч- антенна с двумя ортогональными линейными поляризациями.

Над полосками патч- антенны расположена круглая металлическая пластина, используемая для улучшения коэффициента эллиптичности при приеме и излучении волн с двумя ортогональными круговыми поляризациями

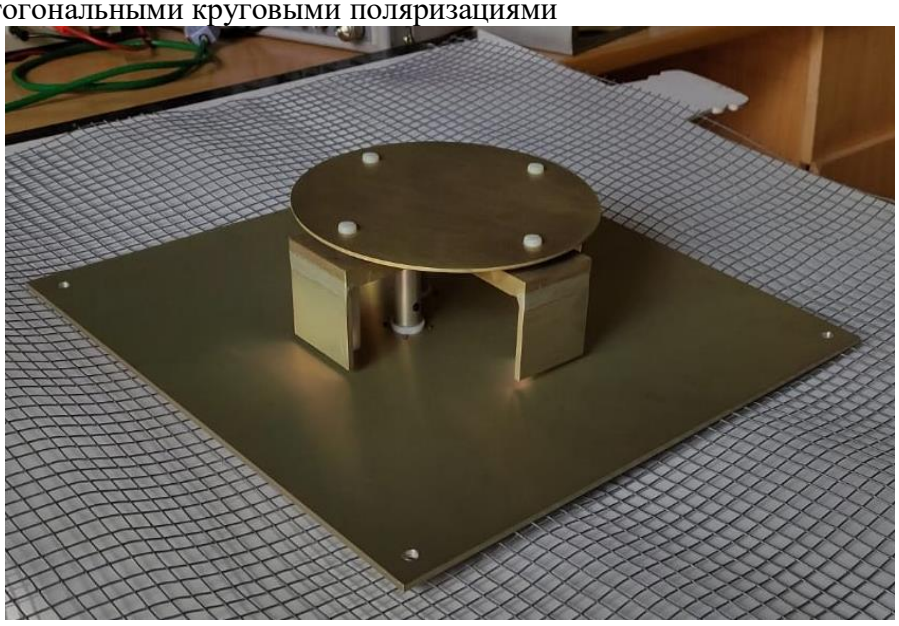


Рис. 2. Макет патч- антенны с двумя ортогональными линейными поляризациями

На рисунке 5 приведены расчетные частотные зависимости коэффициента усиления уединенного антенного элемента в направлении нормали для двух входов с ортогональными поляризациями. Расчетные ДН уединенного патч- элемента приведены на рисунке 6.

Также была синтезирована и исследована патч- антенна с двумя ортогональными плечами полукруглой формы, представлена на рисунке 7.

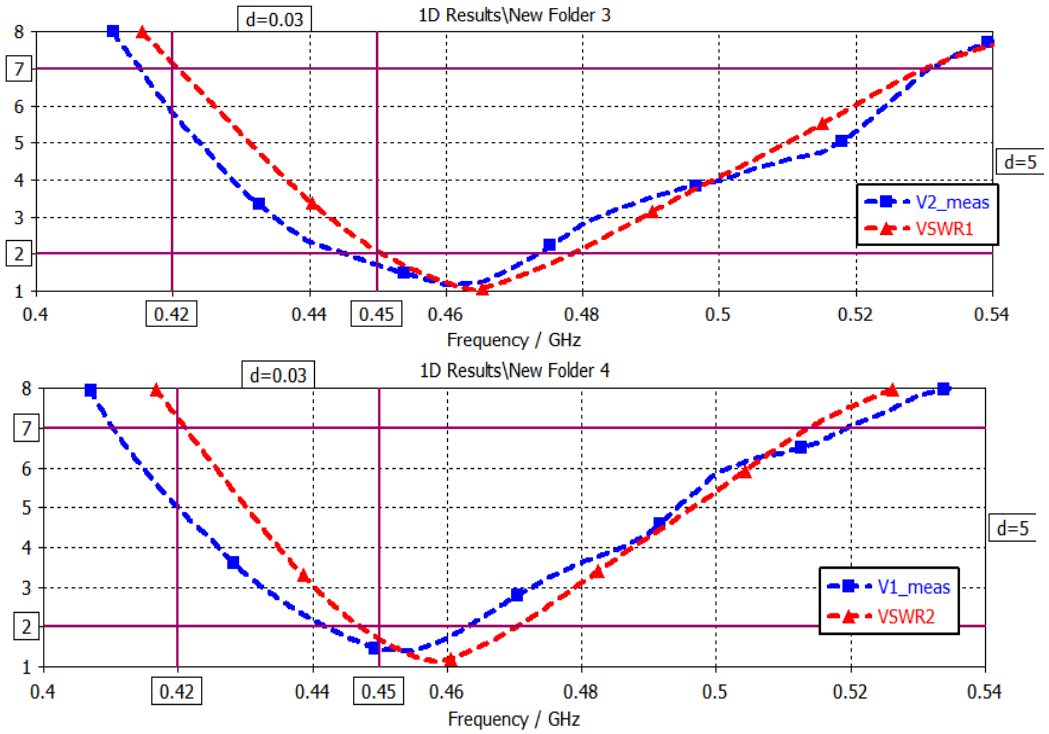


Рис. 3. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента стоячей волны на двух входах антенного элемента

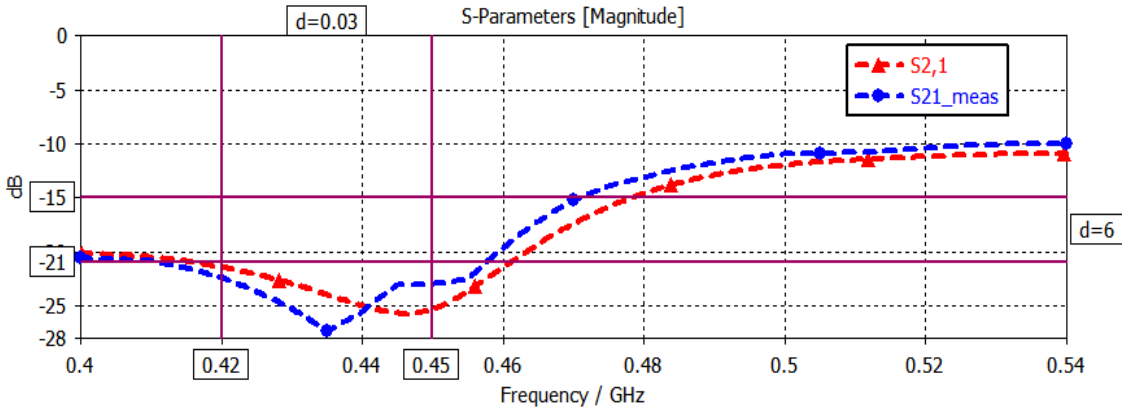


Рис. 4. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости модуля коэффициента передачи (дБ) между двумя входами антенного элемента (развязка по поляризации, измеряемая по S-параметрам)

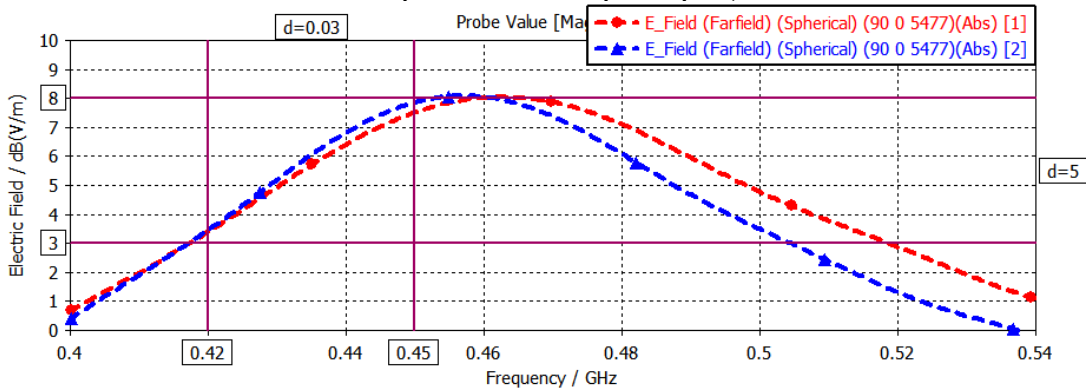
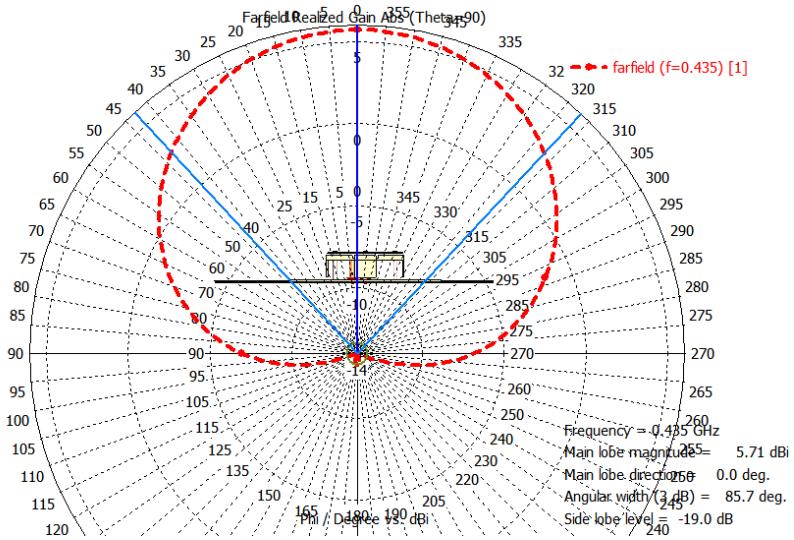
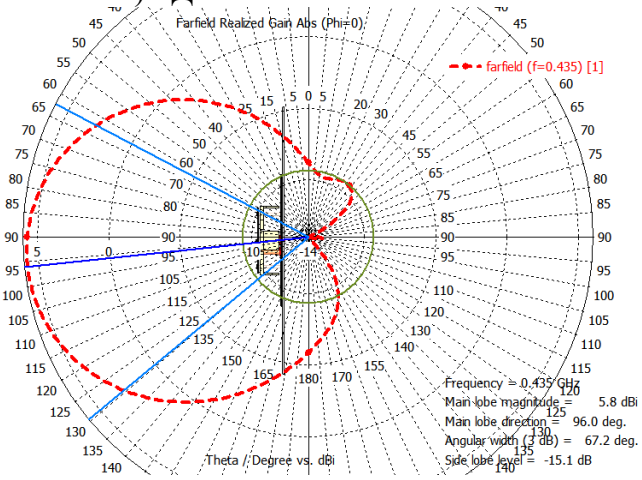


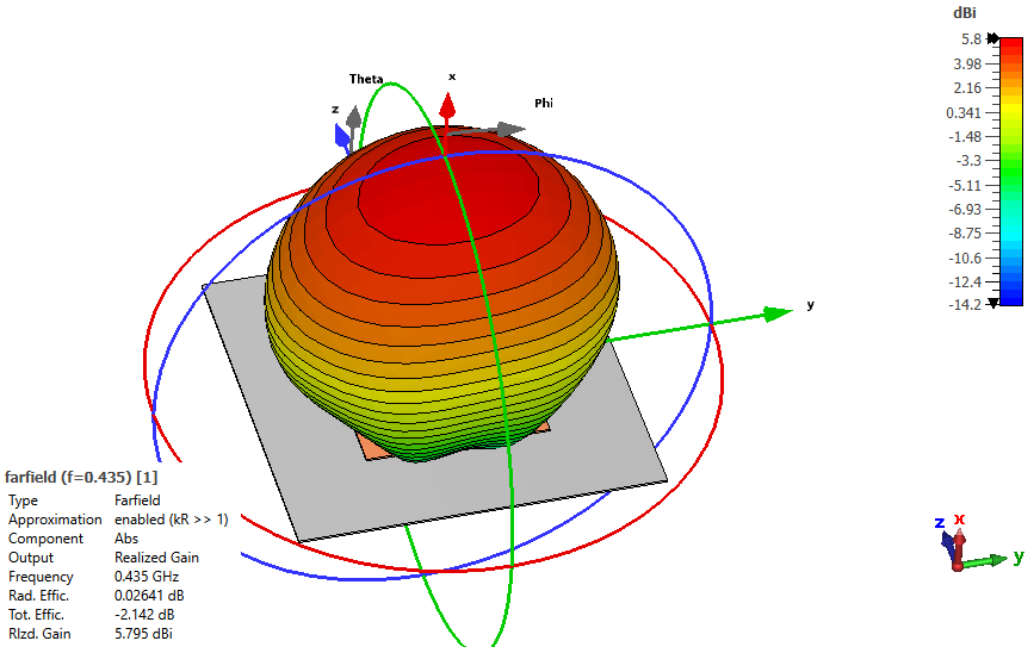
Рис. 5. Расчетная частотная зависимость коэффициента усиления уединенного антенного элемента в направлении нормали для двух входов с ортогональными поляризациями



а) - ДН в Н-плоскости



б) - ДН в Е-плоскости



в) – ДН в объеме

Рис. 6. Расчетные диаграммы направленности уединенного антенного элемента

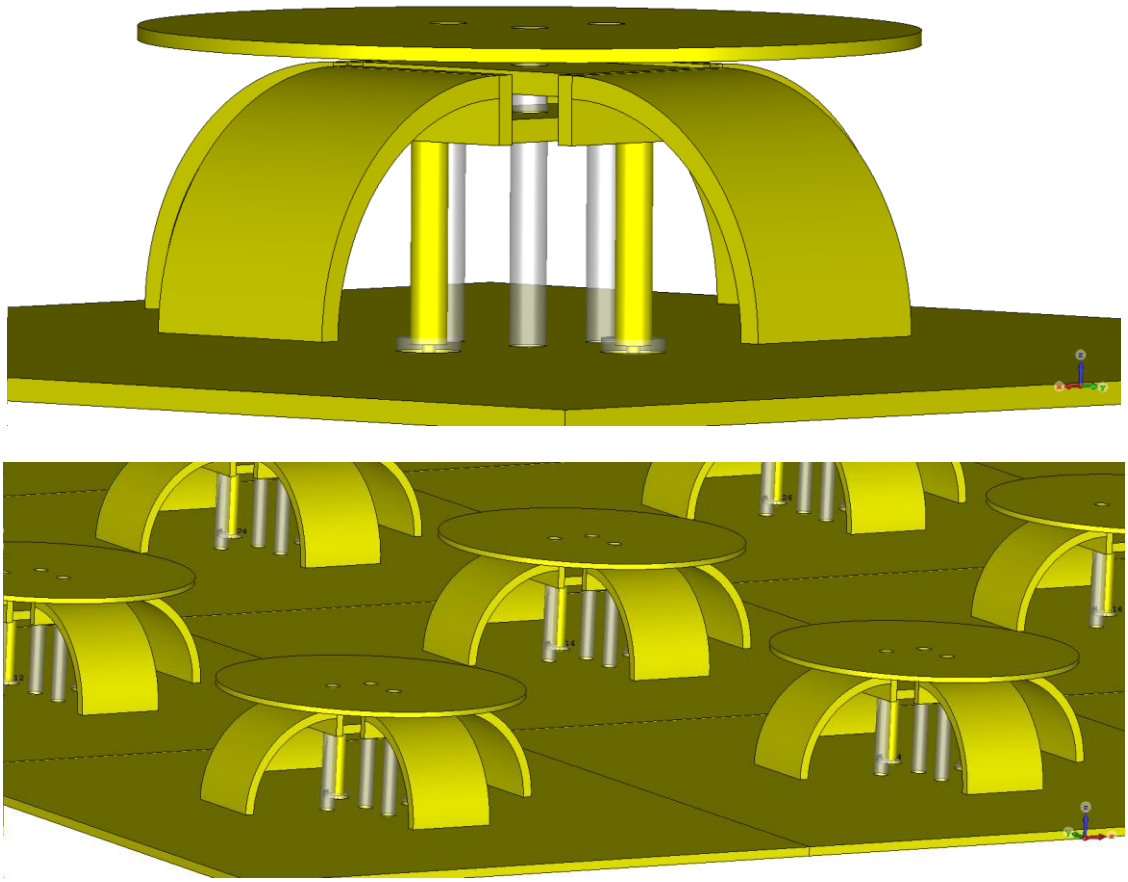


Рис. 7. Кросс- патч антенна с полосками полукруглой формы и круглым директором и антенная решетка из патч- элементов

Диаграммы направленности ФАР из 16*16 элементов, состоящей из кросс- патч антенных элементов с полосками полукруглой формы, при отклонении луча от нормали на углы, значения которых лежат в интервале от 10° до 50°, показаны на рисунке 8 для частоты 430 МГц. Частотные зависимости коэффициента усиления ФАР из 16*16 патч-элементов в полосе частот 420÷440 МГц показаны на рисунке 9 для отклонения луча от нормали в интервале 0°÷50°.

Проведенный электродинамический анализ фазированной антенной решетки из 16*16 элементов показал, что при сканировании в секторе ±50° в полосе частот шириной 10 МГц в окрестности средней частоты рабочего диапазона 430 МГц максимальное значение коэффициента стоячей волны составляет около 2.62 (рисунок 10); при этом коэффициент полезного действия ФАР снижается на 0.7 дБ, рисунок 11.

Были также исследованы характеристики ФАР из 16*16 элементов, состоящей из линейных кросс- патчей U- образной формы, модель которых показана на рисунке 1. На рисунке 12 показаны частотные зависимости коэффициентов отражения при совместной запитке всех элементов ФАР при всех сочетаниях азимутов -135°, -90°, -45°, 0°, 45°, 90°, 135°, 180° и углов места 0°, 5°, …, 60°. Значения КСВН для всех полученных зависимостей меньше 2.0 в полосе частот 10.6 МГц.

Значения коэффициента усиления фазированной антенной решетки, при отклонении луча от нормали, уменьшаются в соответствии с величиной проекции ФАР на плоскость, перпендикулярную направлениям максимального излучения, рисунок 13.

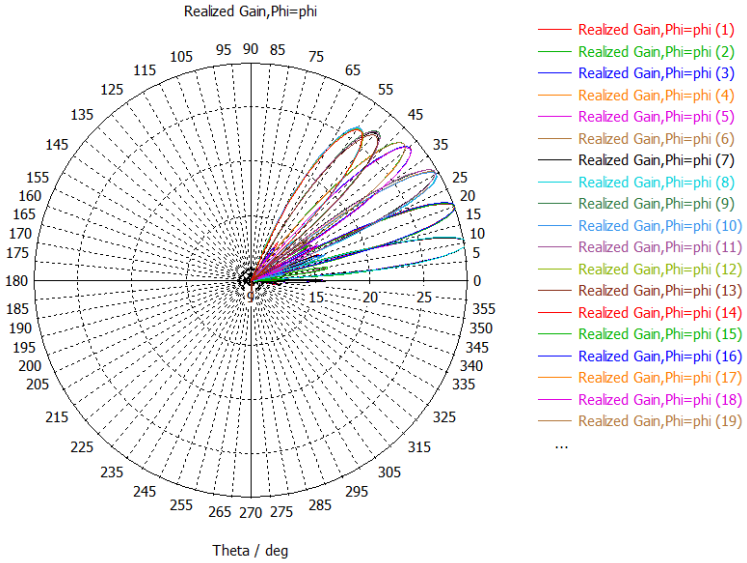


Рис. 8. ДН ФАР из 16*16 элементов, состоящей из кросс- патч антенных элементов с полосками полукруглой формы при отклонении луча от нормали на углы от 10° до 50°

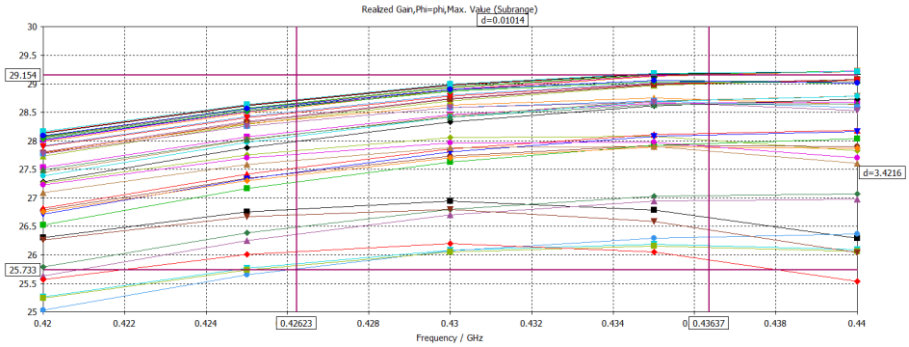
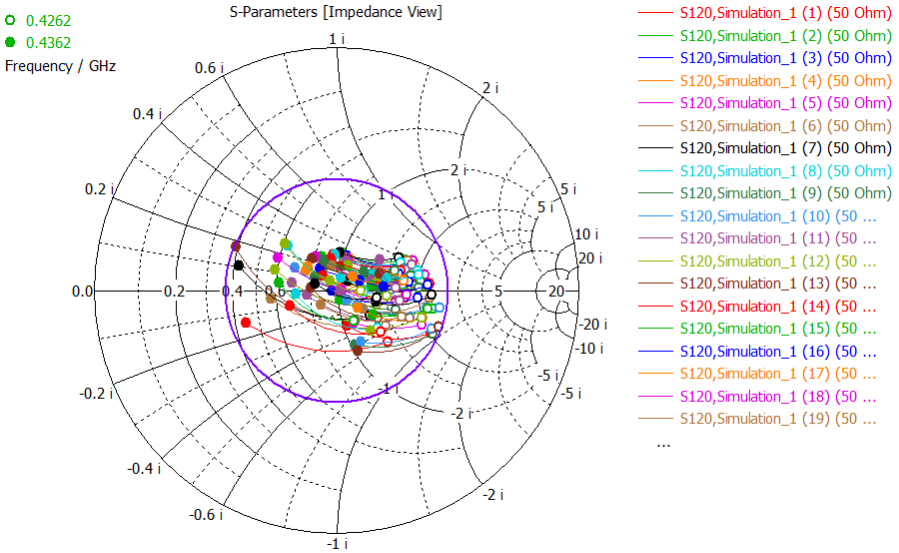
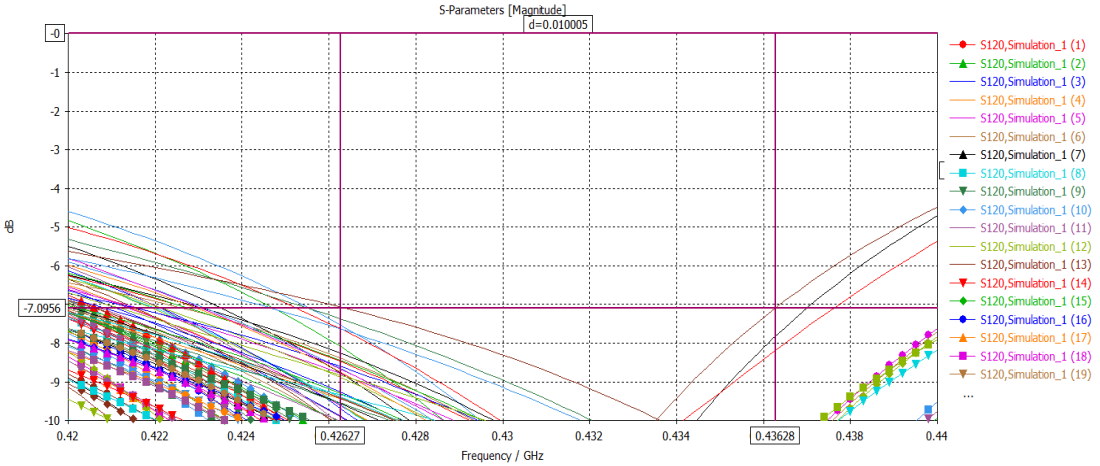


Рис. 9. Частотные зависимости коэффициента усиления (дБи) ФАР 16*16 элементов в полосе частот 420÷440 МГц



а) – номограмма Вольперта-Смита в активном режиме



б) – модуль коэффициента отражения в активном режиме

Рис. 10. Входные характеристики ФАР при отклонении лучей от нормали от 10° до 50°

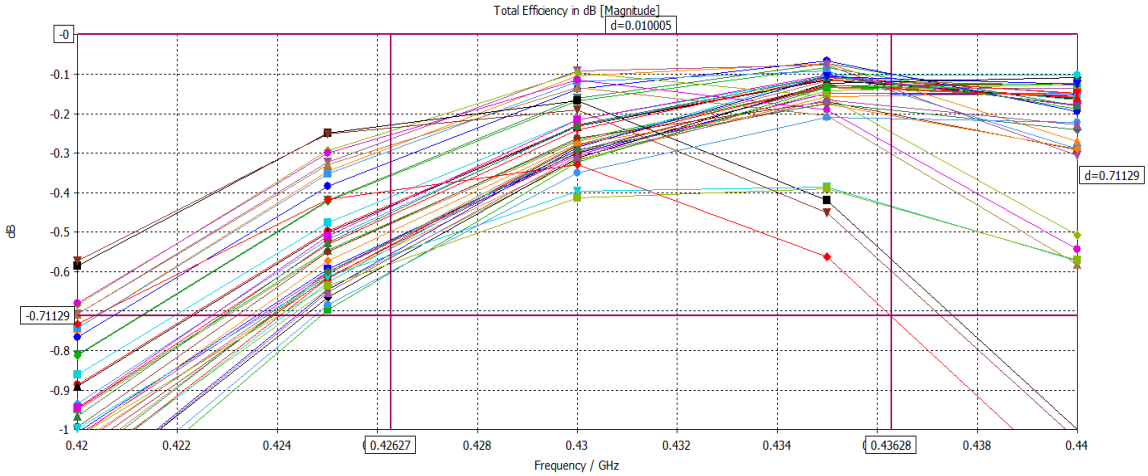


Рис. 11. Суммарный КПД ФАР при отклонении лучей от нормали от 10° до 50°, дБ

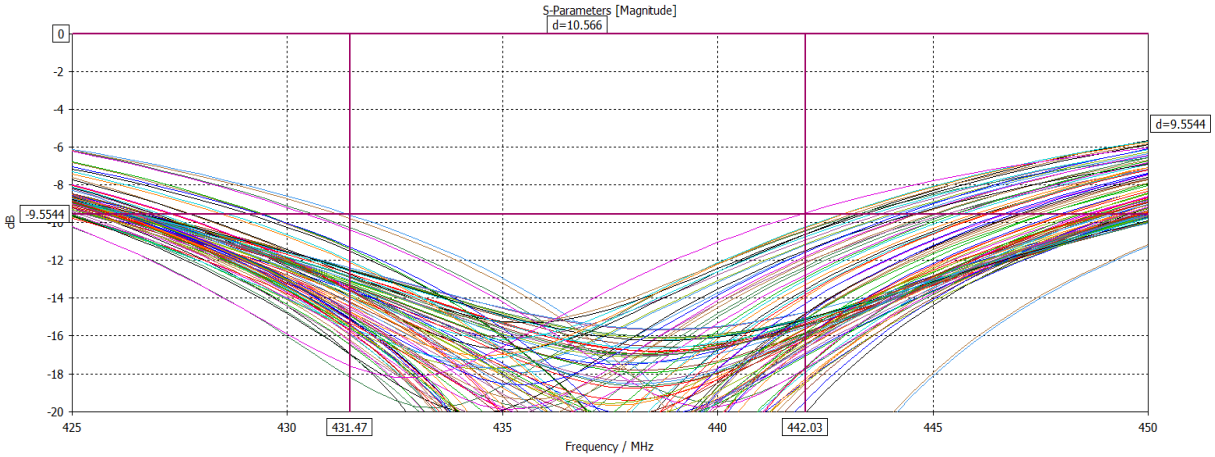


Рис. 12. Частотные зависимости коэффициентов отражения при совместной запитке всех элементов ФАР при двухкоординатном широкоугольном сканировании

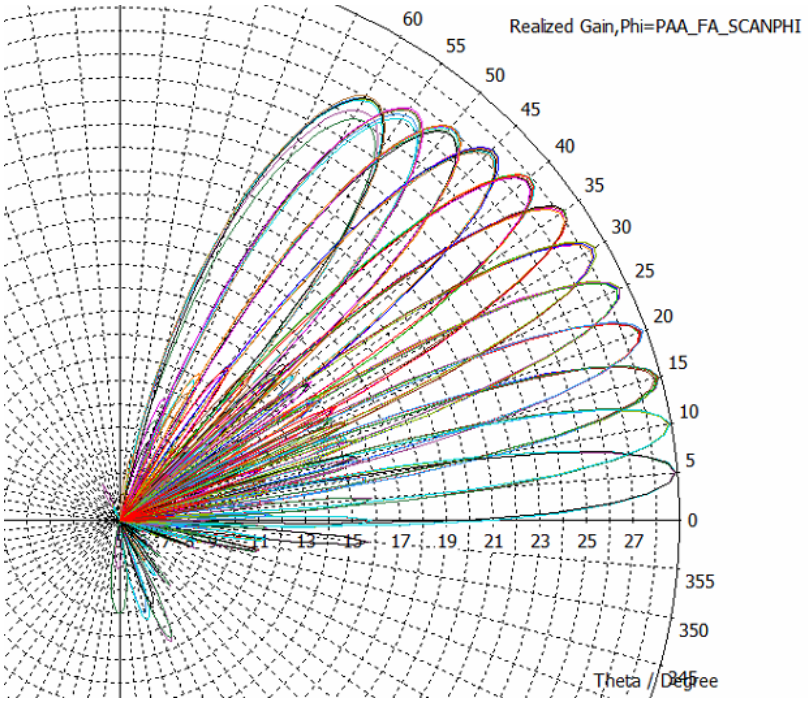


Рис. 13. ДН ФАР в угло-местной плоскости при совместной запитке всех элементов ФАР при всех сочетаниях азимутов -135°, -90°, -45°, 0°, 45°, 90°, 135°, 180° и углов места 0°, 5°, …, 60°

В полосе рабочих частот 430÷440 МГц значение кросс-поляризационной развязки составляет не хуже 25 дБ, рисунок 14.

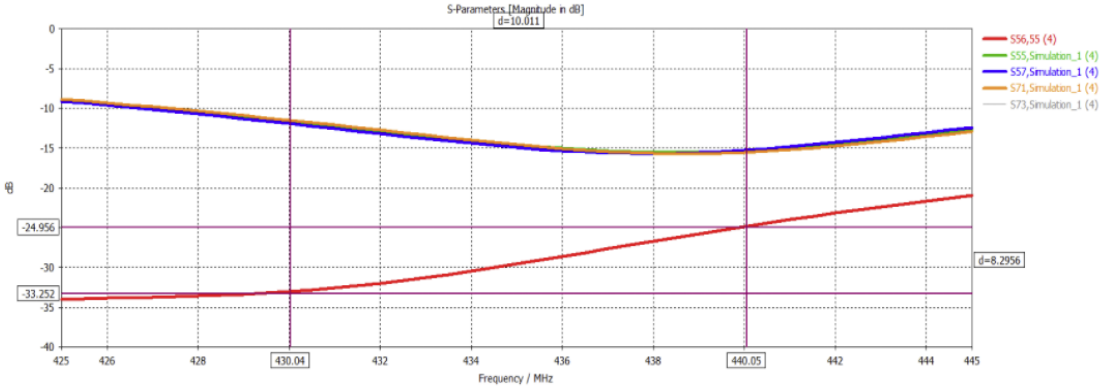
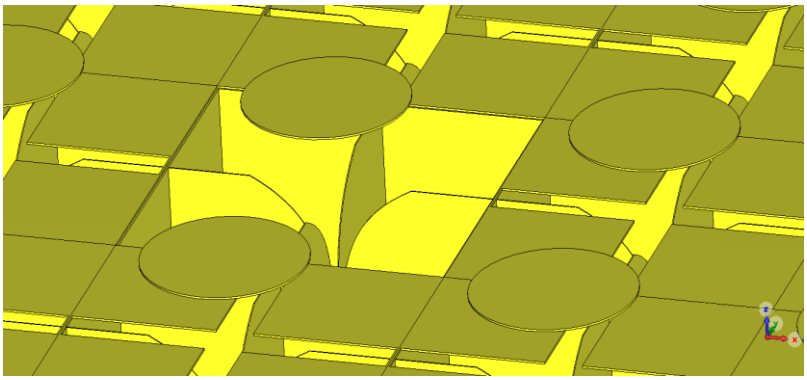


Рис. 14. Частотные зависимости модулей S- параметров для входов элементов ФАР

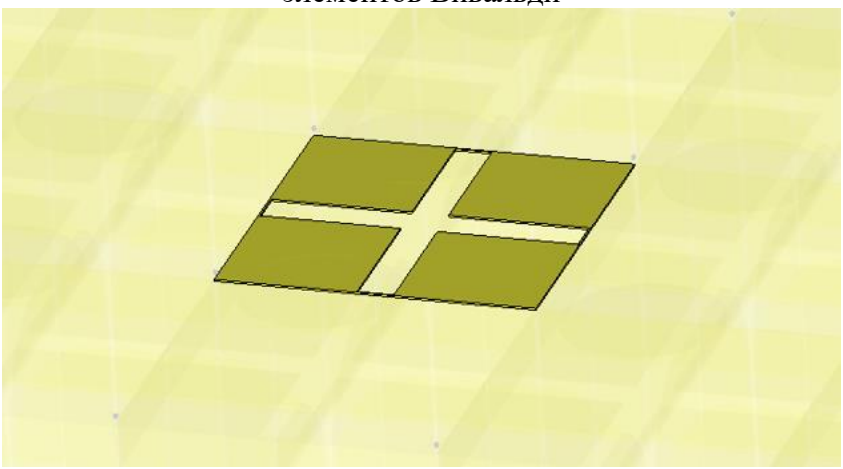
Полученные характеристики вариантов линейных кросс- патч- антенн U- образной формы в составе ФАР, функционирующей в режиме широкоугольного двухкоординатного сканирования (рисунки 8-11 и 12-14) подтверждают перспективность использования данных вариантов (рисунки 1, 2 и 7) благодаря следующим факторам:

- простоте конструкции и технологичности элементов ФАР;
- качеству активного согласования при широкоугольном сканировании, соответствующему требованиям, предъявляемым к характеристикам ФАР;
- пропорциональности коэффициента усиления величине проекции апертуры ФАР на плоскость, перпендикулярную направлению ориентации главного лепестка;
- обеспечению требуемого уровня кросс- поляризационной развязки.

Далее рассмотрим ФАР, элементы которой представляют собой директоры круглой формы, возбуждаемые щелевыми излучателями крестообразной формы, рисунок 15.

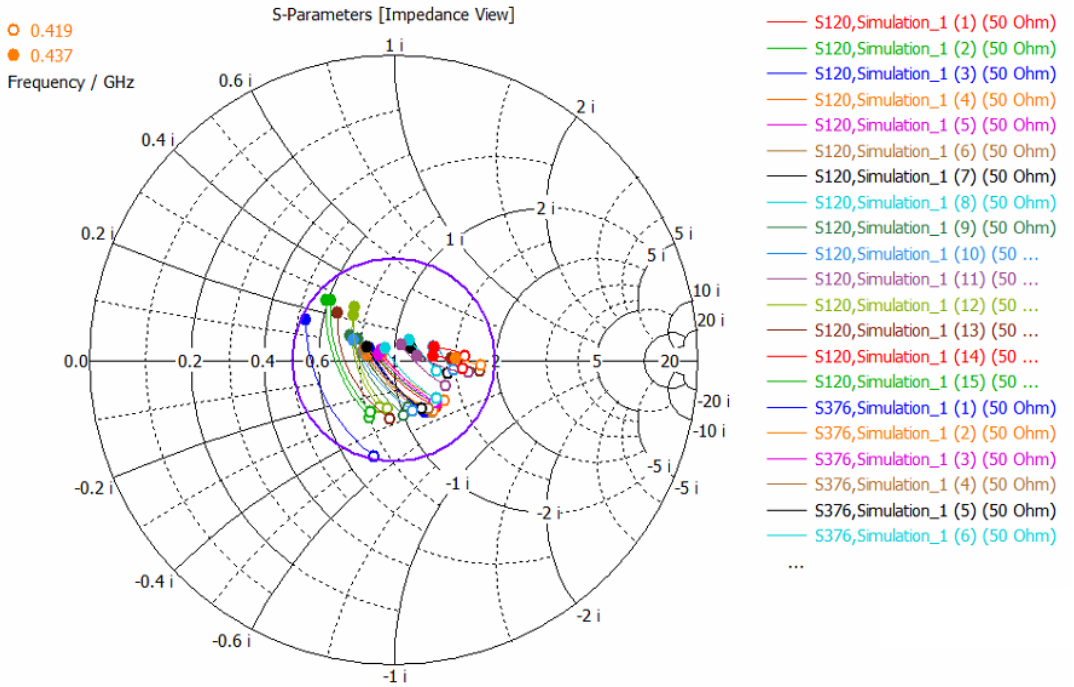


а) – элементы ФАР в виде круглых директоров, облучаемых щелевыми излучателями крестообразной формы, которые возбуждаются с помощью двух ортогональных элементов Вивальди

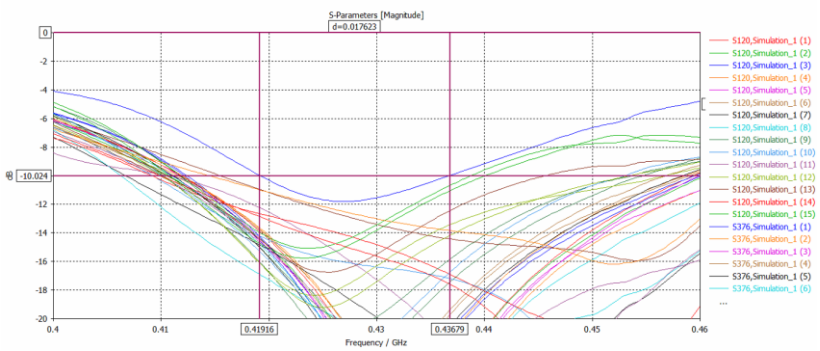


б) – щелевой излучатель крестообразной формы в составе ячейки Флоке

Рис. 15. Модель элементов низкопрофильной ФАР на основе щелевых крестообразных излучателей и патч- элементов круглой формы

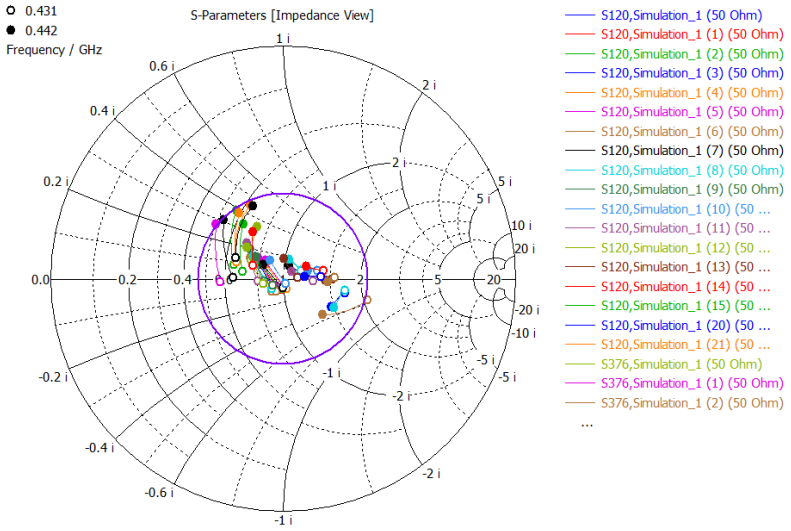


а) – номограмма Вольперта-Смита в активном режиме

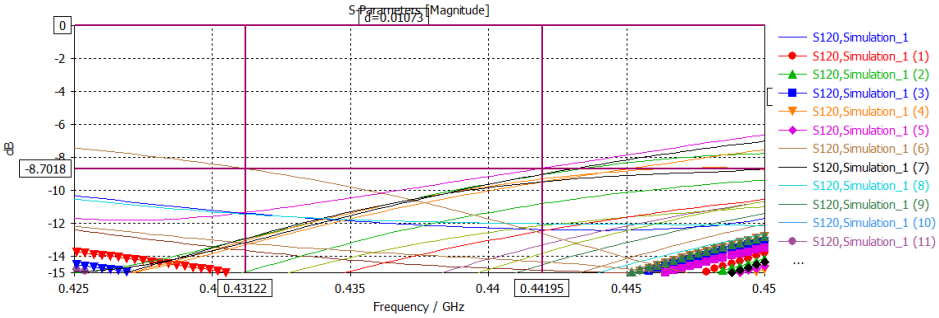


б) – модуль коэффициента отражения в активном режиме

Рис. 16. Входные характеристики ФАР при отклонении главных лепестков ДН на двух ортогональных поляризациях в секторе ±50°



а) – номограмма Вольперта-Смита в активном режиме



б) – модуль коэффициента отражения в активном режиме

Рис. 17. Входные характеристики ФАР при отклонении главных лепестков ДН на двух ортогональных поляризациях в секторе ±55°

3. Заключение

Полученные результаты подтверждают высокую эффективность предложенных элементов в виде щелей крестообразной формы, облучающих патч- элементы в виде пластин круглой формы, при двухкоординатном широкоугольном сканировании на двух ортогональных поляризациях.

Недостатком антенны является необходимость использования короткозамкнутых отрезков волноводов квадратного поперечного сечения, в которых расположены ортогональные элементы Вивальди, возбуждающие крестообразные щели.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ И СКОРОСТИ ПОЛНОГО ЦИКЛА ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЕЧАТНЫХ АНТЕНН С ПРИМЕНЕНИЕМ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А. М. Безрукавый[1], И. С. Бобылкин[1], Е. А. Ищенко[1], Р. М. Ляпунов[1], С. М. Федоров[1]

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

Аннотация. В статье рассматривается процесс разработки и изготовления макетов антенных устройств на основе печатной технологии. В процессе разработки модели и ее оптимизации применялось ПО CST Studio Suite с последующей обработкой модели антенны в Autodesk Inventor и Altium Designer. Для изготовления применялись три метода, которые сравнивались по скорости изготовления макетов антенн. Особый акцент в процессе производства делался на внедрение аддитивных технологий в процесс изготовления антенн.

Ключевые слова: печатная антенна; аддитивные технологии; 3D печать; антенна Bow-Tie.

INCREASING THE EFFICIENCY AND SPEED OF THE FULL PRODUCTION CYCLE OF PRINTED ANTENNAS USING ADDITIVE TECHNOLOGIES

A. M. Bezrukaviy[1], I. S. Bobylkin[1], E. A. Ishchenko[1], R. M. Lyapunov[1], S. M. Fedorov[1]

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

Abstract. The article discusses the process of developing and manufacturing prototypes of antenna devices based on printing technology. During the development of the model and its optimization, CST Studio Suite software was used, followed by processing of the antenna model in Autodesk Inventor and Altium Designer. Three methods were used for manufacturing, which were compared in terms of the speed of manufacturing antenna prototypes. Particular emphasis in the production process was placed on the introduction of additive technologies in the antenna manufacturing process.

Keywords: printed antenna; additive technologies; 3D printing; Bow-Tie antenna.

1. Введение

Применение широкополосных антенн в современных системах связи является все более и более распространенной практикой. Преимуществами таких систем связи является повышение помехозащищенности, реализация частотного скачка. Примером использования такой системы связи является связь с БПЛА. Для антенн, которые устанавливаются на БПЛА важно обеспечить малые размеры антенн, а также их малый вес. Наиболее эффективными антеннами, которые обладают такими характеристиками, а также всенаправленной диаграммой направленности являются антенны Bow-Tie [1, 2]. Благодаря компактной конструкции, а также всенаправленному излучению их оптимально устанавливать на БПЛА.

Так как антенна имеет планарную структуру, то возникает задача по нанесению токопроводящего рисунка на подложку. Типовыми решениями для реализации такого процесса является применение фоторезиста, лазерной засветки, лазерного утюга. Однако все приведенные методы требуют долгого изготовления или специализированного конвейерного оборудования. Для повышения эффективности и

скорости изготовления удобно использовать аддитивные технологии – 3D печать. Уже известно, что на основе технологии 3D печати возможно изготовление линз для антенн [3]; применение печати металлом позволяет реализовать сложные конструкции, как в [4]; при этом наиболее передовыми является применение токопроводящего филамента для FDM(FFF) технологии печати [5, 6]. Недостатками использование такого материала является его дороговизна – 215$ за 100 грамм, высокий износ хотэндов из-за медной стружки, износ канала сопла, поэтому на текущий момент применение такого материала вызывает трудности и сложности, поэтому особый интерес вызывает применение 3D печати для изготовления шаблонов антенн с последующим изготовлением конструкции антенны, особенно в двухслойном исполнении – упрощение совмещения слоев. В данной работе приводится полный процесс изготовления двухслойной Bow-Tie антенны от этапа электродинамического моделирования до финального макета.

2. Описание этапов проектирования и изготовления антенн

Для того, чтобы разработать оптимальную конструкцию антенны применяется специализированное программное обеспечение – CST Studio Suite 2024, после чего путем оптимизации с использованием метода CMA улучшаются характеристики модели антенны. После этого из CST Studio извлекается итоговый файл модели в формате STEP, который обрабатывался в Autodesk Inventor 2024 с последующим формированием чертежей в формате DWG для Altium Designer или разработка 3D шаблона для печати на 3D принтере. Далее техпроцесс разделяется на два пути: первый направлен на формирование Gerber файлов для изготовления лазерными методами перевода фоторезиста на фольгированный текстолит, а с учетом двухслойной конструкции возникает трудность совмещения слоев; второй основан на подготовке g-кода для 3D печати шаблонов в Ultimaker Cura, BambuStudio, Creality Print или PolygonX в зависимости от используемого 3D-принтера. Далее с использованием полученного шаблона изготавливаются антенны. На рисунке 1 приводится вид алгоритма изготовления антенны с учетом полного 3D моделирования на всех этапах.

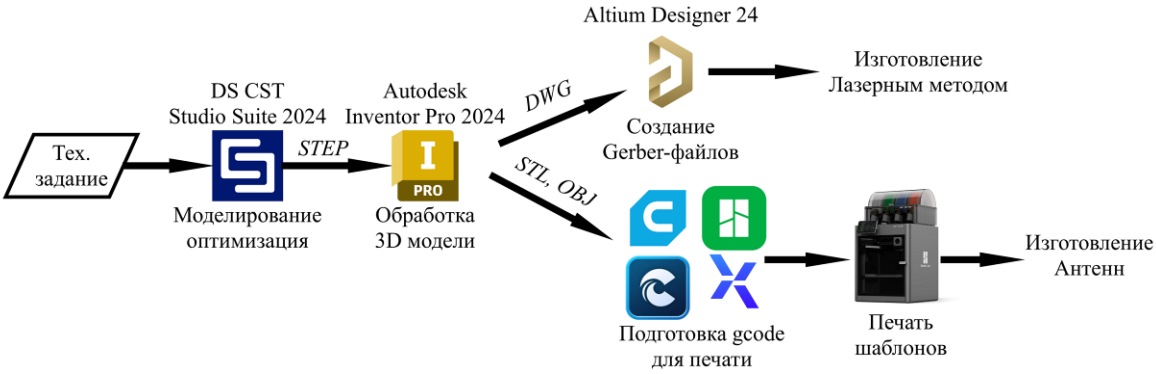


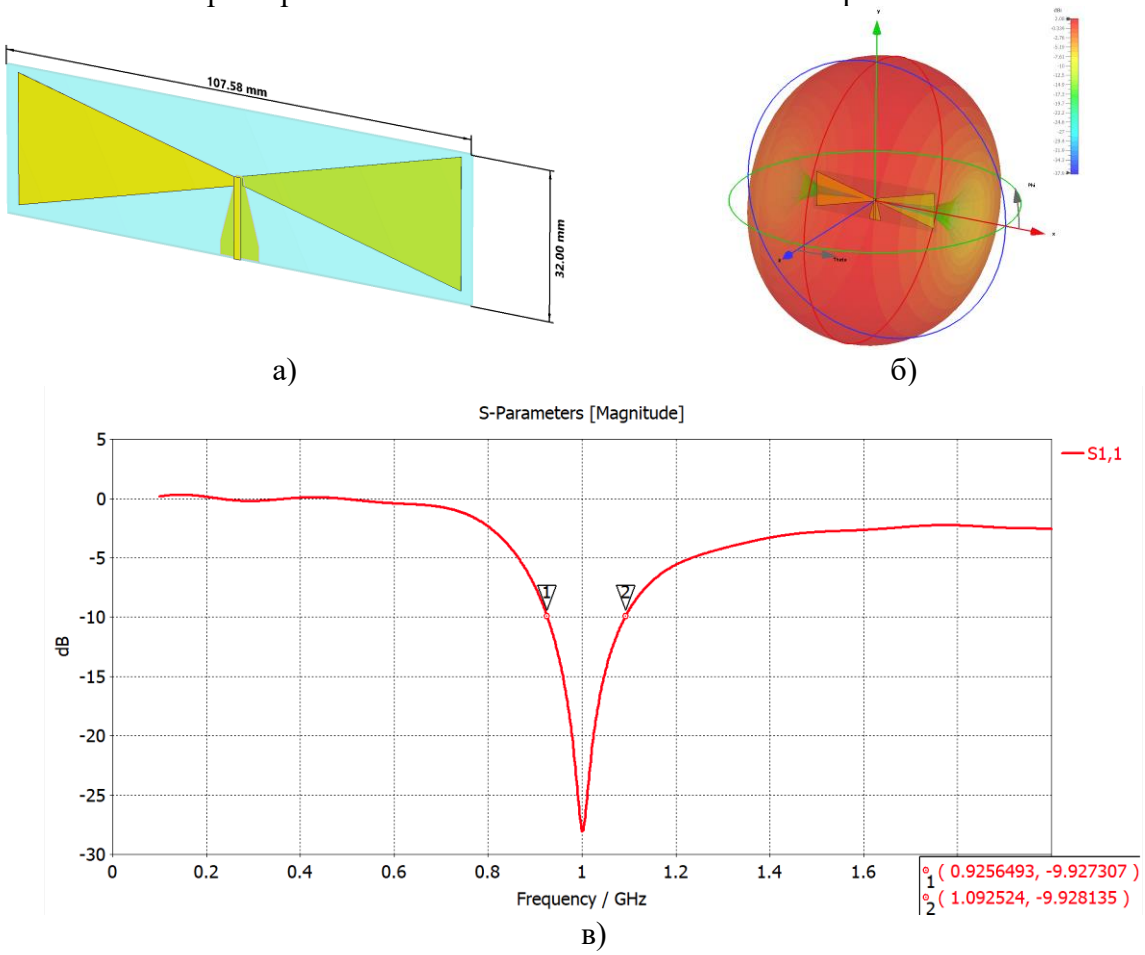
Рис. 1. Изготовление антенн – полный алгоритм.

Как видно, изготовление с использованием 3D печати добавляет дополнительный шаг в виде печати, однако с точки зрения серийного производства это позволит ускорить процедуру и изготовить новые шаблоны. Рассмотрим каждый этап более детально.

3. Электродинамическое моделирование антенны

Полученные результаты оптимизации и исследования антенны в CST Studio 2024 приводятся на рисунке 2. При этом важно отметить, что в версии 2024 года были

улучшены алгоритмы оптимизации и скорость расчетов, что позволяет находить оптимальные характеристики антенны с наиболее высокой скоростью.



а) б) в)

Рис. 2. Результаты моделирования антенны с использованием CST Studio и методов оптимизации: а) вид антенны, б) диаграмма направленности, в) S-параметры антенны.

Полученная антенна обладает рабочим диапазоном 0.925-1.093 ГГц (целевой 1 ГГц), при этом геометрические размеры антенны составляют 107.58 на 32.00 мм с толщиной диэлектрика 1 мм. Так как антенна выполняется по двухслойной технологии очень важно обеспечивать совмещение слоев антенны с максимальной точностью, чтобы избежать смещение диапазона рабочих частот. При этом важно отметить, что используемый диэлектрик Fr-4 уже использовался в изготовлении ранее, поэтому априори известно, что диэлектрическая проницаемость используемого листа составляет 4.7. Таким образом, была получена полная 3D модель антенны, которую требуется далее изготовить в виде макета и/или серийного производства. Для обработки модели оптимально использовать формат STEP, который формируется в CST Studio путем экспорта. Полученный файл открывается в CAD-системах среднего уровня, например, Solidworks или Autodesk Inventor (в нашем случае). Рассмотрим процесс обработки модели в CAD-системе.

4. Обработка модели антенны для подготовки файлов к производству

Полученная STEP модель представляет собой полную 3D модель антенны, при этом каждый элемент представляет из себя соответствующую единицу, то есть рисунок верхнего, нижнего слоев и подложка – три разных тела, которые могут независимо редактироваться. Однако отметим, что для производства печатных плат требуются 2D

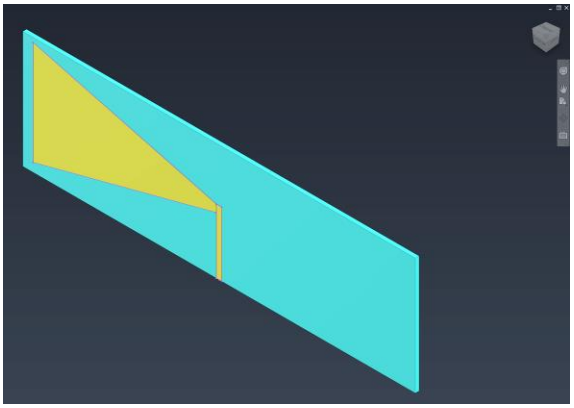
файлы Gerber, а если использовать изначальную 3D модель для печати, то на выходе мы получим просто макет антенны. Поэтому на данном этапе путь разработки делится на два пути:

1) Подготовка для создания Gerber-файлов (обработка в Altium Designer). В таком случае процесс делится на следующие этапы:

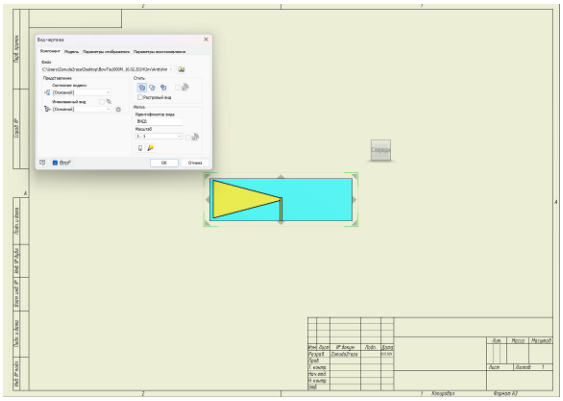
1.1) Открытие STEP файла и проверка его целостности – рисунок 3а;

1.2) Формирование чертежа (для Autodesk Inventor формат .idw), при этом формирование возможно в соответствии со всеми стандартами конструкторской документации, при этом важно отслеживать масштаб на чертеже 1 к 1 – рисунок 3б;

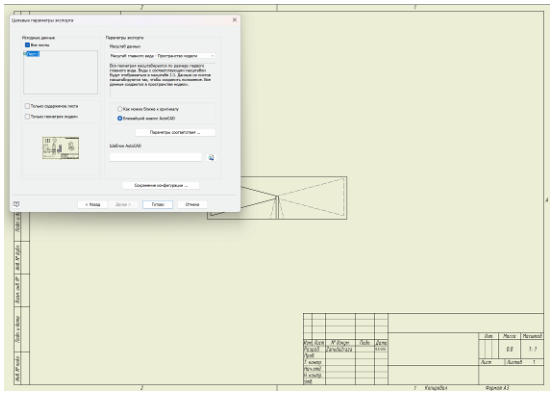
1.3) Полученный чертеж экспортируется в формате DWG, который является стандартом для чертежей и является базовым для Autodesk AutoCAD – рисунок 3в.



а)



б)



в)

Рис. 3. Подготовка файлов для формирования Gerber файлов: а) 3D редактор Autodesk Inventor; б) редактор чертежей; в) экспорт файла DWG.

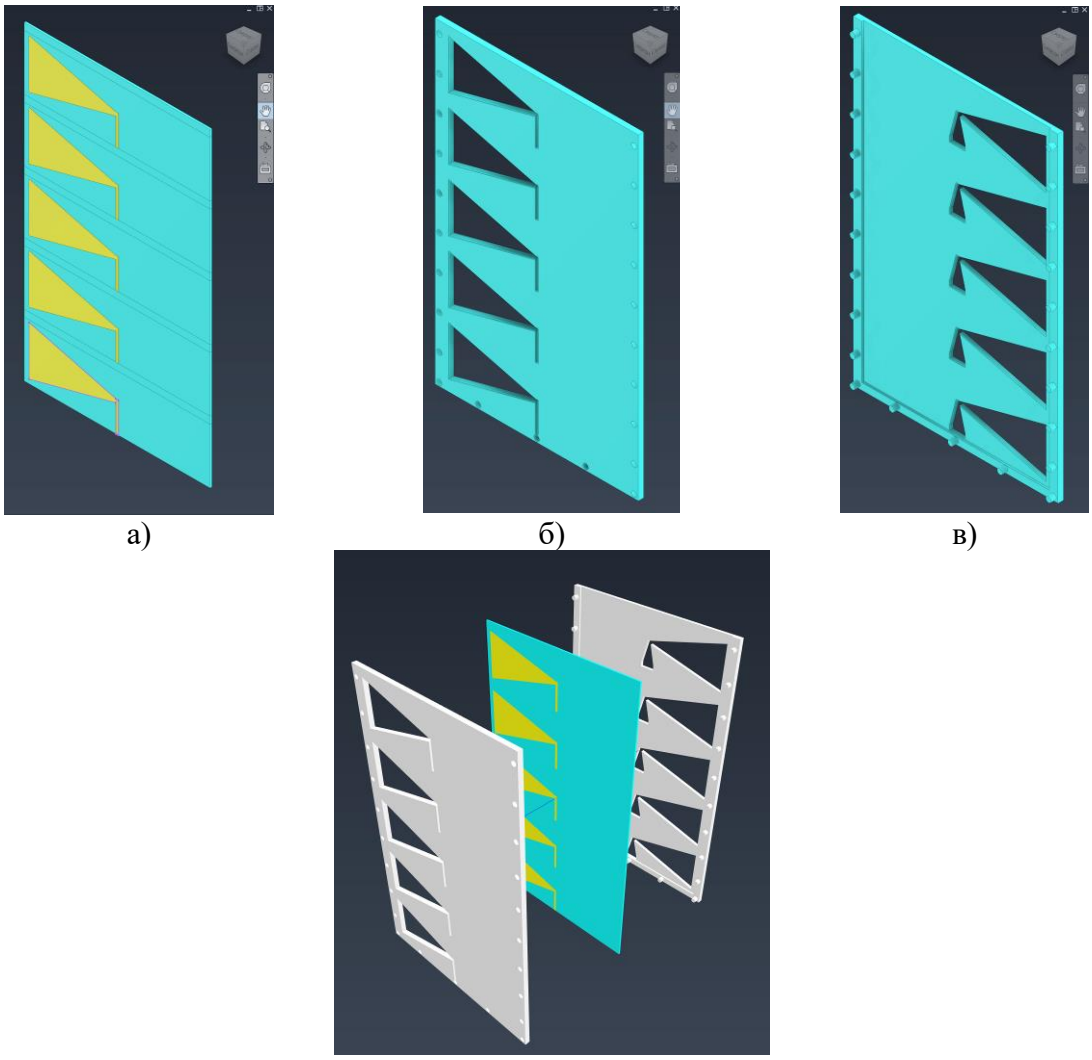
2) Если же задача заключается в формировании шаблона для 3D печати, то этап подготовки заключается в:

2.1) Обработке STEP моделей в 3D редакторе с учетом требуемого числа шаблонов на одном макете – листе;

2.2) Разработка фиксаторов шаблонов, чтобы обеспечивать центровку, при этом важно обеспечить минимальные нависания для избежания поддержек, которые окажут влияние на точность изготовления;

2.3) Полученные листы шаблонов экспортируются в форматах для 3D печати STL или OBJ.

Весь процесс разработки приводится на рисунке 4.



а) б) в)

г)

Рис. 4. Подготовка шаблона для 3D печати: а) совмещение пяти антенн в единый кластер с запасом в 4 мм для фрезеровки; б) верхний слой шаблона; в) нижний слой шаблона; г) сборка шаблона.

Полученные элементы шаблонов форматируются в формат, который подходит для подготовки к 3D печати и печатаются с последующей обработкой. Рассмотрим следующие этапы в изготовлении антенн.

5. Формирование Gerber файлов для последующего производства

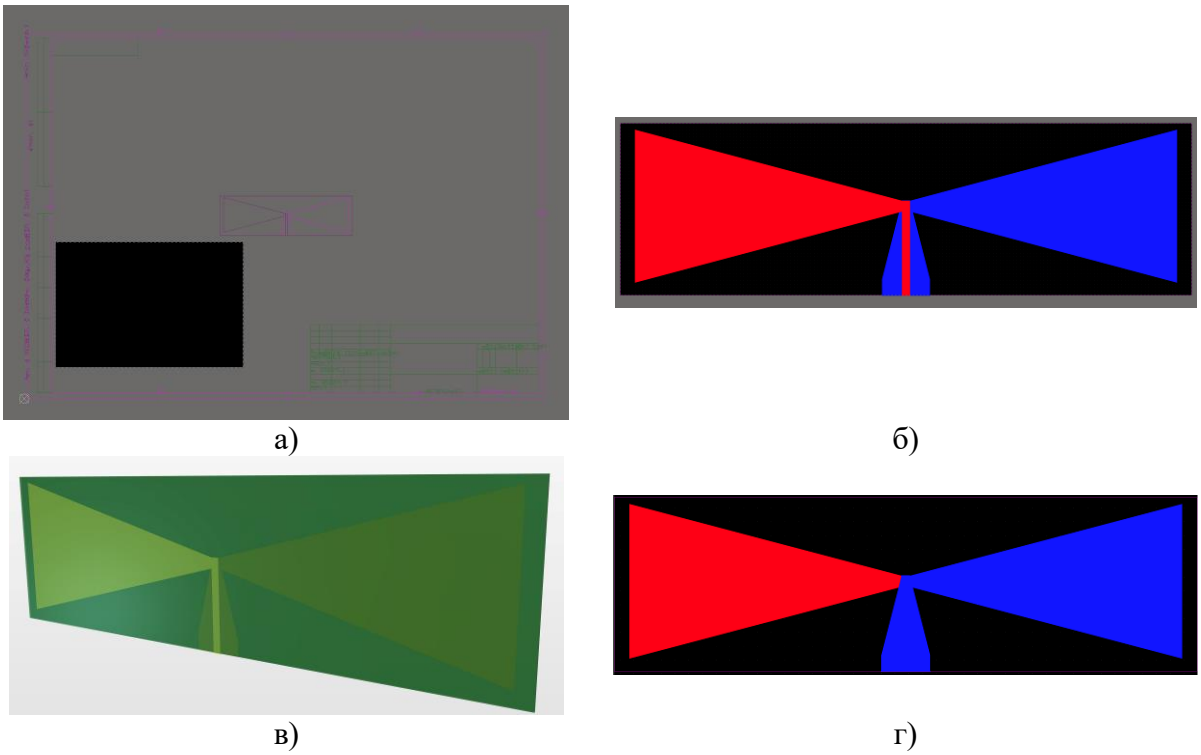
Для формирования Gerber файлов, которые являются стандартом в промышленном изготовлении печатных плат оптимально использовать Altium Designer благодаря его возможностям по обработке плат. Для реализации итоговых файлов требуется выполнить следующую последовательность операций:

1) Импортировать чертеж DWG с определением слоев и удалением основной надписи чертежа/рамок и лишних элементов – рисунок 5а;

2) Определить слои антенны для трассировки, указать рамку, как механический слой обработки – Mechanical 1;

3) Указать правила разработки с нулевыми зазорами, после чего преобразовать контуры чертежа в полигоны, что приведет к готовому формату антенны-печатной платы – рисунок 5б, в;

4) Сформировать Gerber-файлы для производства с использованием только требуемых слоев – рисунок 5г.



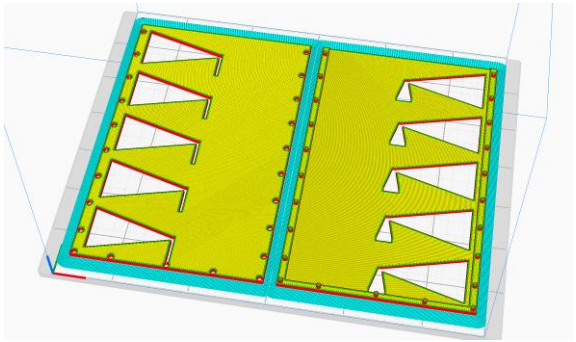
а) б) в) г)

Рис. 5. Подготовка Gerber файлов для производства антенны: а) необработанный импортированный чертеж; б) вид обработанной платы; в) трехмерная модель антенны; г) проверка Gerber файлов.

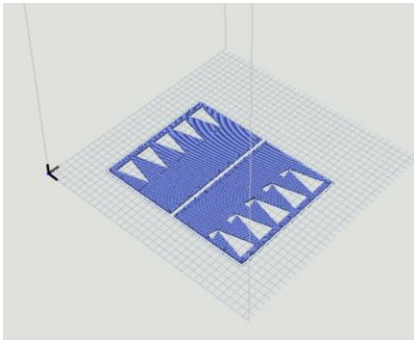
Использование Gerber файлов позволяет заказывать производство печатных плат в серийных количествах на предприятиях-изготовителях, однако при макетном изготовлении достаточно сложной задачей является совмещение слоев платы, поэтому был предложен новый метод изготовления антенн – на основе аддитивных технологий.

6. Подготовка шаблонов к 3D печати

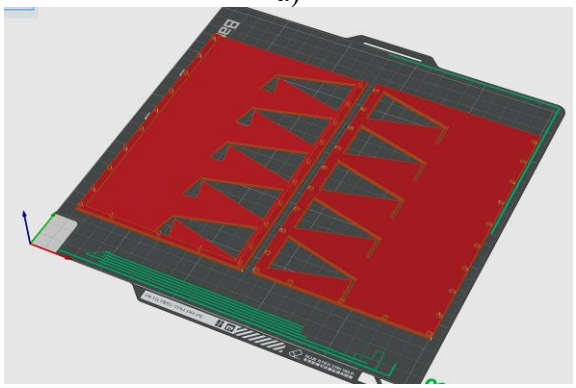
Аддитивные технологии в современное время позволяют значительно повысить эффективность процесса изготовления. 3D печать с высокой точностью позволяет реализовывать макеты, поддержки, подставки и шаблоны для многих задач. Однако стоит отметить, что развитие современных технологий – внедрение принтеров с кинематикой CoreXY позволило значительно повысить скорости печати – до 600 мм/с, при этом разработка новых материалов Hyper-PLA позволило повысить жесткость конструкций при высоких скоростях печати. В нашем случае очень важно было обеспечить высокую скорость печати шаблонов для антенн, поэтому был выбран материал Hyper PLA от Creality, который позволяет обеспечить печать на максимальных скоростях с высокой точностью. Для изготовления шаблонов оптимально использовать печать с заполнением порядка 20%. На рисунке 6 приводится вид подготовленных шаблонов для печати. Подготовка выполнялась в четырех программах – Ultimaker Cura (так как основной принтер печати – Flying Bear Ghost 6), PolygonX (наличие принтера Picaso Designer XL Series 2), BambuStudio (высокоскоростные принтеры линейки X1), CrealityPrint (высокоскоростные принтеры линейки K1).



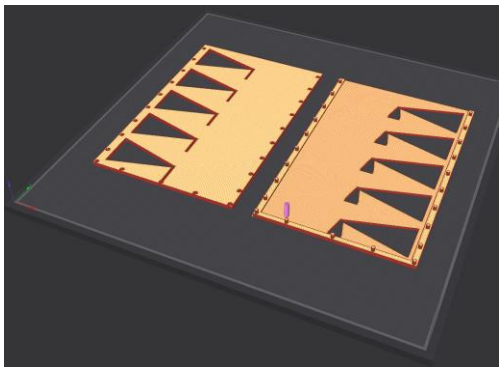
а)



б)



в)



г)

Рис. 6. Подготовка файлов для 3D печати: а) Ultimaker Cura (профиль Flying Bear Ghost 6); б) PolygonX (профиль Picaso Designer XL Series 2); в) BambuStudio (профиль X1C); г) CrealityPrint (профиль K1Max).

Полученные модели позволяют выполнять промышленное и высокоскоростное изготовление шаблонов с использованием пластиков Hyper-PLA. В таблице 1 приводится ориентировочное время печати при использовании 3D принтеров.

Таблица 1. Время печати

Тип принтера	Flying Bear Ghost 6	Picaso Designer XL S2	BambuLab X1C	Creality K1 Max
Время печати	4 часа 48 минут	8 часов 2 минуты	2 часа 10 минут	2 часа 38 минут

Как видно, изготовление шаблонов будет разным по времени и напрямую будет зависеть от выбранного принтера. Рассмотрим изготовление антенн с использованием всех приведенных методов.

7. Изготовление макетов антенн с использованием рассмотренных методов

Полученные файлы и модели были использованы для изготовления тремя методами: лазерной точечной засветкой с использованием ЧПУ фрезерного станка; нанесением аэрозольной краски через шаблон; засвечиванием УФ-лампой через печатный шаблон.

Для производства путем лазерного засвечивания используются большие листы стеклотекстолита, которые помещаются в область станка. Полученные Gerber файлы преобразуются в g-код команды, по которым происходит засвечивание требуемого рисунка. После проверки начала работы процесс может выполняться автономно, так как процедура имеет малую скорость (изготовление одной антенны более 1,5 часов на слой), при этом засвечивание происходит послойно, что вызывает проблему в виде

совмещения проводящего рисунка. После этого происходит травление остатков меди и пайка линии питания. Такой метод производства позволяет обеспечить максимальную точность, однако длителен по времени, что не позволяет его применять для серийного изготовления – рисунок 7.

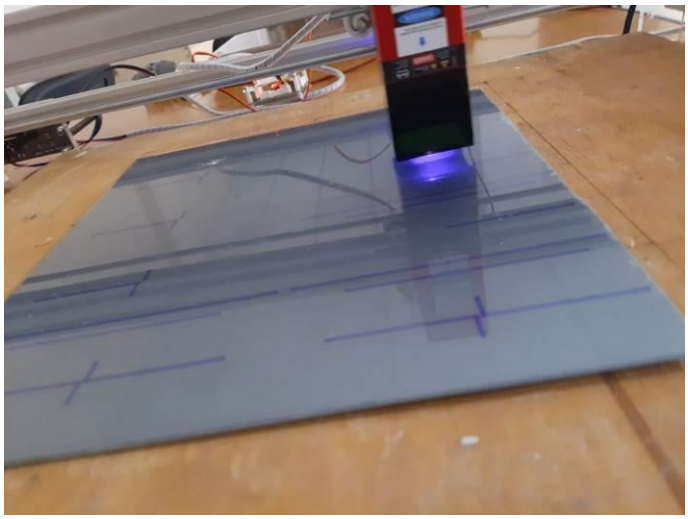


Рис. 7. Процесс лазерной засветки фоторезиста.

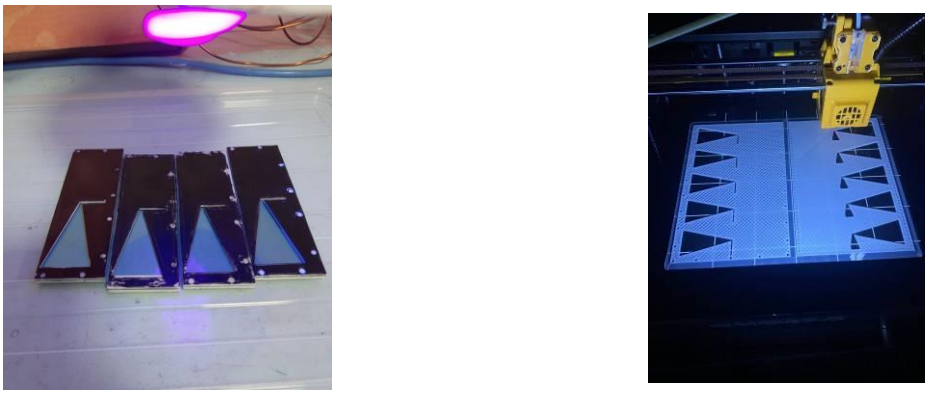
Так как требовалось серийное изготовление, был рассмотрен другой вариант – полученные шаблоны разделялись на единичные, поле чего с использованием аэрозольной краски покрывались области меди, которые требовалось сохранить – рисунок антенны. Особенностью такого процесса изготовления является его зависимость от скорости засыхания краски, однако из-за использования краски и растворителей возникает необходимость проветриваемого помещения. В нашем случае с использованием аэрозольной краски для граффити время производства составило 40 минут, что значительно быстрее лазерного метода, при этом появляется возможность двухслойного изготовления с высокой скоростью (одновременное нанесение краски). Процесс изготовления приводится на рисунке 8.



Рис. 8. Покрытие через шаблон аэрозольной краской.

Для того, чтобы снизить токсичность производства, а также повысить скорость был предложен метод по засвечиванию через УФ-лампу – время засвечивания слоя 5 минут. Таким образом, удалось значительно повысить скорость производства, а также повысить надежность и точность изготовления. Единственным недостатком такого метода является чувствительность PLA-пластика к УФ-воздействию (становится

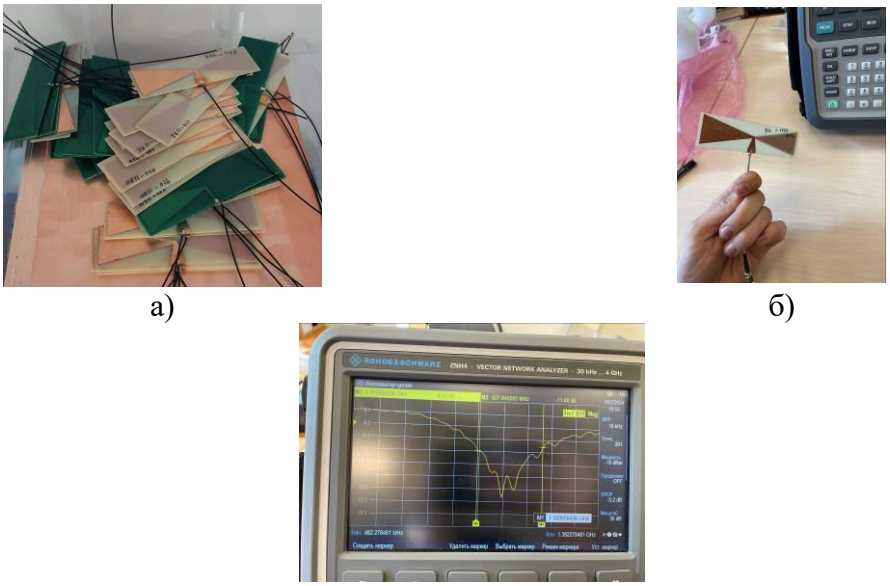
хрупким), но с точки зрения производства – возможно изготовление большого числа шаблонов одновременно с антеннами, а также покрытие краской материала. На рисунке 9 приводится процесс изготовления с использованием такой технологии, при этом было принято решение применения длинных шаблонов в будущем, а после нанесения рисунка – фрезеровка на ЧПУ-станке.



а) б)

Рис. 9. Засвечивание через трафарет УФ лампой: а) процесс засвечивания; б) печать шаблона.

Таким образом, был получен наиболее эффективный и быстрый способ изготовления антенн, при этом такое изготовление стоит на передовых позициях благодаря применению аддитивных технологий. На рисунке 10 приводится вид готовых антенн, а также измерения одной из готовых антенн с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZNH4.



а) б)

в)

Рис. 10. Результаты изготовления антенн на основе описанных технологий: а) произведенные антенны; б) процедура измерений; в) результат измерений.

Полученные результаты показывают, что применение полученных методов изготовления позволяют сохранить высокую точность, при этом удается сохранить диапазон рабочих частот антенны – 928-1169 МГц (по результатам моделирования 925-1093 МГц).

8. Заключение

Полученные результаты показывают, что эффективное объединение технологий электродинамического моделирования, CAD-систем, аддитивных технологий позволяет значительно повысить эффективность и скорость производства макетов антенн, а также позволяет реализовать серийное производство антенн. Полученные антенны сохраняют базовые характеристики, которые были получены в результатах электродинамического моделирования.

Литература

1. Yurduseven O., Smith D., Elsdon M. Printed Slot Loaded Bow-Tie Antenna With Super Wideband Radiation Characteristics for Imaging Applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, Vol. 61, No. 12. – pp. 6206-6210.
2. Aoues B., Zaid J., Denidni T. A. A Miniaturized Printed Bow-Tie Antenna for Passive RFID Applications. // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 2020. – pp. 1297-1298.
3. Trzebiatowski K., Kalista W., Rzymowski M., Kulas Ł., Nyka K. Multibeam Antenna for Ka-Band CubeSat Connectivity Using 3-D Printed Lens and Antenna Array. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2022, Vol. 21, No. 11. – pp. 2244-2248.
4. Sharma A., Ramirez J. 3-D printed waveguide-fed X-Band helix antenna array. // 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), 2016. – pp. 479-480.
5. Mitra D., Striker R., Cleveland J., Lewis J., Braaten B. D., Kabir K. S., Roy S., Ye S. A Fully 3D-Printed Conformal Patch Antenna using Fused Filament Fabrication Method. // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 2020. – pp. 1405-1406.
6. Khan Z., He H., Chen X., Virkki J. Dipole Antennas 3D-printed from Conductive Thermoplastic Filament. // 2020 IEEE 8th Electronics System-Integration Technology Conference (ESTC), 2020. – pp. 1-4.

References

1. Yurduseven O., Smith D., Elsdon M. Printed Slot Loaded Bow-Tie Antenna With Super Wideband Radiation Characteristics for Imaging Applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, Vol. 61, No. 12. – pp. 6206-6210.
2. Aoues B., Zaid J., Denidni T. A. A Miniaturized Printed Bow-Tie Antenna for Passive RFID Applications. // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 2020. – pp. 1297-1298.
3. Trzebiatowski K., Kalista W., Rzymowski M., Kulas Ł., Nyka K. Multibeam Antenna for Ka-Band CubeSat Connectivity Using 3-D Printed Lens and Antenna Array. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2022, Vol. 21, No. 11. – pp. 2244-2248.
4. Sharma A., Ramirez J. 3-D printed waveguide-fed X-Band helix antenna array. // 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), 2016. – pp. 479-480.
5. Mitra D., Striker R., Cleveland J., Lewis J., Braaten B. D., Kabir K. S., Roy S., Ye S. A Fully 3D-Printed Conformal Patch Antenna using Fused Filament Fabrication Method. // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 2020. – pp. 1405-1406.
6. Khan Z., He H., Chen X., Virkki J. Dipole Antennas 3D-printed from Conductive Thermoplastic Filament. // 2020 IEEE 8th Electronics System-Integration Technology Conference (ESTC), 2020. – pp. 1-4.

ПОСТРОЕНИЕ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ СОЛНЕЧНЫХ ПАНЕЛЕЙ

И. С. Бобылкин[1], А. В. Володько[1], Е. Д. Егорова[1], Е. А. Ищенко[1], Р. М. Ляпунов[1], Д. К. Проскурин[1], С. М. Фёдоров[1]

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

Аннотация. В статье рассматривается возможность интеграции солнечных панелей в антенную технику, а также их применение непосредственно в качестве компонентов связи. В процессе исследования рассматривалась возможность применения солнечных панелей в роли рефлекторов антенны. Были рассмотрены возможности формирования: уголкового рефлектора, параболически аппроксимированного рефлектора гибкой солнечной панелью, а также аппроксимированного стандартными солнечными панелями. Полученные результаты показывают эффективность использования солнечных панелей в конструкции антенн.

Ключевые слова: зеленая энергетика, рефлекторная антенна, солнечная панель, аппроксимация рефлектора, направленное излучение.

CONSTRUCTION OF REFLECTOR ANTENNAS BASED ON SOLAR CELLS

I. S. Bobulkin[1], A. V. Volodko[1], E. D. Egorova[1], E. A. Ishchenko[1], R. M. Lyapunov[1], D. K. Proskurin[1], S. M. Fedorov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article discusses the possibility of integrating solar panels into antenna technology, as well as their use directly as communication components. During the research, the possibility of using solar panels as antenna reflectors was considered. The possibilities of forming: a corner reflector, a parabolically approximated reflector with a flexible solar panel, and also one approximated by standard solar panels were considered. The results obtained show the effectiveness of using solar panels in antenna design.

Keywords: green energy, reflector antenna, solar panel, reflector approximation, directional radiation.

1. Введение

Развёртывание систем зеленой энергетики является распространенной и актуальной задачей в современных энергосистемах. Аналитические исследования крупных компаний – PwC, KPMG показывают перспективы развития и внедрения современных систем зеленой энергетики, особенно в нефте- и газодобывающих компаниях [1-3]. Внедрение систем зеленой энергетики позволяет улучшить экологию, а также повысить энергоэффективность современных систем электроэнергии. Также крупнейшие IT-компании мира делают ставку на возобновляемую солнечную энергетику [4]. Поэтому особый интерес вызывает возможность совмещения систем зеленой энергетики с системами связи. Применение солнечных панелей в конструкции антенн рассматривается в докторских работах [5, 6]. Авторы предлагают выполнять антенные элементы непосредственно из солнечных панелей, что приводит к усложнению процесса производства, а также сложности конструкции. Также возможна конструкция, которая построена на основе патч-антенны, в которой оставшееся

свободное пространство диэлектрика заполняется солнечной панелью [7], что повышает эффективность системы, аналогичная система также возможна при применении кольцевых излучателей [8].

В данной работе рассматривается возможность применения солнечных панелей в роли рефлекторов для зеркальных антенн, что позволит сформировать антенну с высоким уровнем КНД [9], а также решить задачи расширения спектра применения солнечных панелей в современных задачах связи путем их углубленной интеграции.

2. Конструкция солнечных панелей, а также их возможность применения в антенной технике

Рассмотрим конструкцию солнечных панелей с точки зрения распространения электромагнитных волн. Солнечная панель представляет из себя многослойную структуру, которая формируется из нескольких слоев, которые выполняют важные задачи в процессе выработки солнечной энергии. В процессе моделирования использовались конструкции солнечной панели, которые учитывали все слои, которые содержатся в конструкции – рисунок 1.

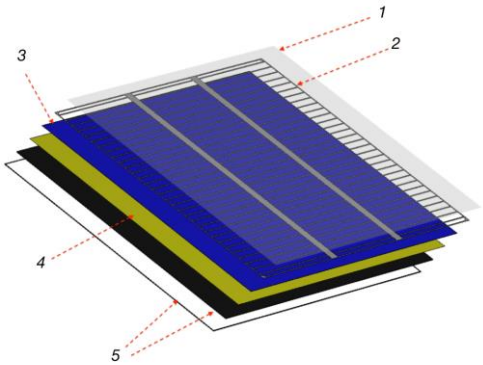


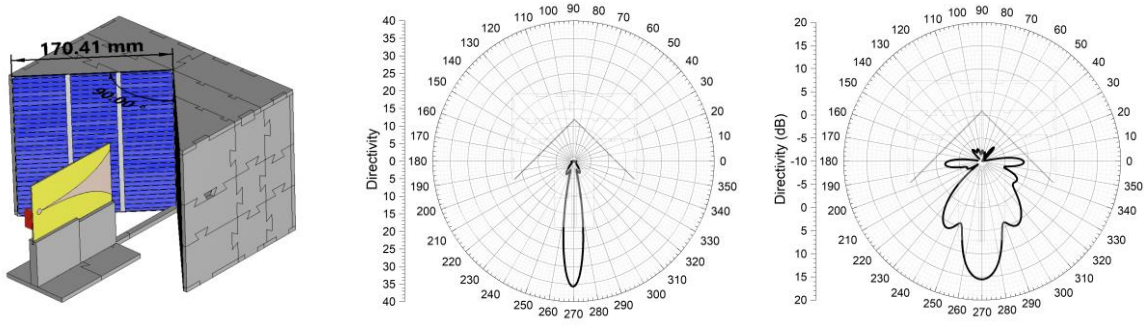
Рис. 1. Конструкция солнечной панели: 1 – стеклянное покрытие ε_r=4.82, tanδ=0.0054; 2 – проводники-коллекторы энергии из серебра; 3 – кремниевая пластина ε_r=11.9, σ=0.00025 См/м; 4 – пластина заземления из алюминия; 5 – защитные слои (при моделировании были выполнены из Fr-4).

С точки зрения электромагнитных волн солнечная панель состоит из диэлектрически проницаемых слоев, а также отражательных проводящих поверхностей. Именно благодаря такой конструкции удается реализовать систему, которая может быть использована в роли рефлектора. С точки зрения теоретических основ следует ожидать, что волны проникнут через слои стекла и кремния, после чего отразятся от полигона положительной клеммы панели. Именно благодаря такой конструкции предполагается формирование зеркальных антенн на основе солнечных панелей.

3. Антенна с уголковым рефлектором на основе солнечных панелей

Рассмотрим простейший способ формирования рефлекторной антенны на основе уголкового отражателя. В таком случае солнечные панели устанавливаются рядом с углом в 90 градусов между панелями и помещаются в фокус источника излучения (облучателя). Падающие волны в таком случае отражаются от проводящих частей солнечных панелей, чем формируется направленное излучение антенны.

Для примера была рассмотрена ситуация, когда в роли облучателя выступала антенна Вивальди с рабочим диапазоном от 3 ГГц, а также две солнечные панели 170x170 мм класса D (grade D), которые использовались для формирования уголкового отражателя. Приведенная конструкция антенны, а также диаграмма направленности приводится на рисунке 2.



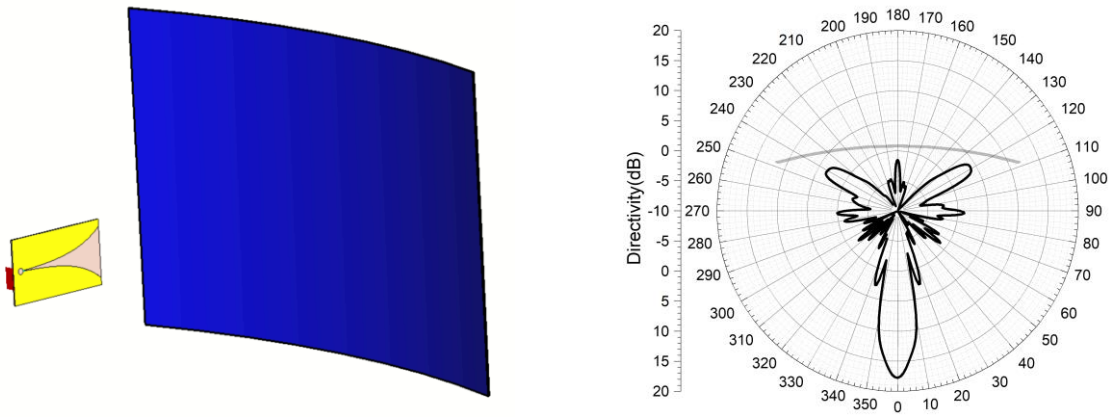
а) б) в)

Рис. 2. Антенна с уголковым рефлектором на основе двух солнечных панелей: а) модель антенны; б) диаграмма направленности в линейном масштабе f=4.2 ГГц; в) диаграмма направленности в логарифмическом масштабе f=4.2 ГГц.

Полученные результаты показывают, что использование двух солнечных панелей в роли уголкового отражателя позволяет обеспечить формирование направленного излучения в рефлекторной антенне, при этом благодаря применению облучателя, выполненного по планарной технологии, удалось обеспечить минимальное перекрытие солнечных панелей, поэтому потери в выработке электроэнергии будут минимальны. Таким образом, можно сделать вывод, что применение солнечных панелей в роли уголкового рефлектора позволяет обеспечить формирование отражающей поверхности, что позволяет формировать рефлекторные антенны на основе уголковых отражателей.

4. Антенна с параболически изогнутым рефлектором на основе flex-солнечной панели

Солнечные панели с точки зрения конструкции бывают нескольких типов: поликристаллические, монокристаллические, а также наиболее передовые – гибкие солнечные панели. Применение гибких панелей с точки зрения задач электродинамики и конструкции антенн позволяет обеспечить максимально плавную аппроксимацию структур, при этом современные гибкие солнечные панели позволяют повысить объем вырабатываемой электроэнергии. Рассмотрим пример антенны, в которой flex-солнечная панель используется в роли рефлектора. На рисунке 3 приводится вид зеркальной антенны с рефлектором на основе гибкой солнечной панели, при этом применение антенны Вивальди в роли облучателя позволяет обеспечить широкополосность, а также минимальное перекрытие солнечной панели.



а) б)

Рис. 3. Антенна на основе одной flex-панели, используемой в роли рефлектора: а) модель антенны; б) диаграмма направленности на частоте f=5.25 ГГц.

Как показывают результаты моделирования, применение гибкой солнечной панели позволило реализовать направленную связь с высоким уровнем КНД, при этом по сравнению с уголковым рефлектором наблюдается рост уровня КНД с 15.5 дБ до 17.7 дБ, при этом гибкие солнечные панели изготавливаются по монокристаллическим технологиям, что позволяет:

1) Уменьшить толщину панели;

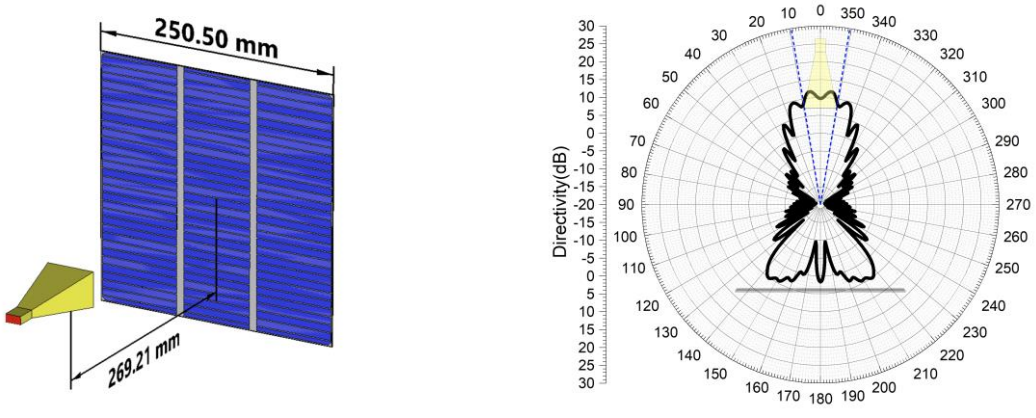
2) Обеспечить формирование изгиба, что позволяет аппроксимировать рефлектор с минимальными искажениями;

3) Обеспечить рост выработки электроэнергии, так в случае с рисунка 2 суммарно две панели вырабатывают 0.5 Вт электроэнергии, то в случае с рисунка 3 одна flex-панель вырабатывает 25 Вт электроэнергии (рост в 50 раз).

Таким образом, отчетливо видно, что использование солнечных панелей позволяет реализовать рефлекторы для антенн, которые обеспечивают и отражение с фокусировкой электромагнитных волн, и выработку электроэнергии. Рассмотрим также случай, когда солнечные панели применяются для аппроксимации зеркала антенны с параболическим рефлектором, так как такие антенны обеспечивают наибольший уровень коэффициента направленного действия.

5. Формирование рефлекторной антенны путем аппроксимации параболического зеркала с использованием солнечных панелей

Формирование аппроксимации параболического зеркала на основе солнечных панелей возможно благодаря их масштабируемости, применению аддитивных технологий, а также точной настройке угла поворота панелей. Первый случай формирования отражателя для рефлекторной антенны – простое размещение плоской солнечной панели в фокусе. Такая антенна будет иметь вид и характеристики, которые приводятся на рисунке 4.

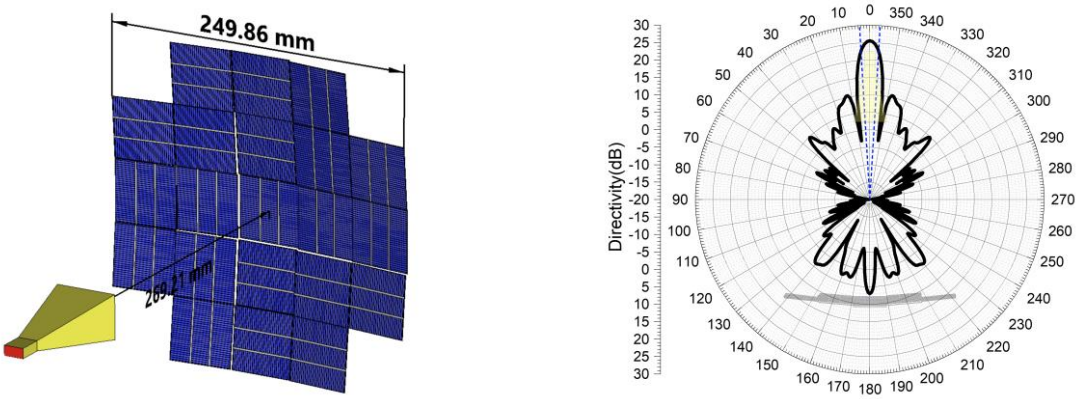


а) б)

Рис. 4. Характеристики антенны с плоским рефлектором из одной солнечной панели: а) вид антенны с рефлектором из плоской солнечной панели; б) диаграмма направленности антенны на частоте 10 ГГц.

Как видно по результатам, такая аппроксимация приводит к большим уровням боковых лепестков, при этом уровень КНД оказывается малым. КНД антенны с таким зеркалом в виде плоской солнечной панели составляет 11.8 дБ, что приводит к ошибкам фокуса и фазового согласования электромагнитных волн. При этом важно отметить, что с точки зрения выработки электроэнергии подобная конструкция обеспечивает максимальную выработку электроэнергии. Рассмотрим второй вариант конструкции, когда солнечные панели малых размеров устанавливаются под разными углами для

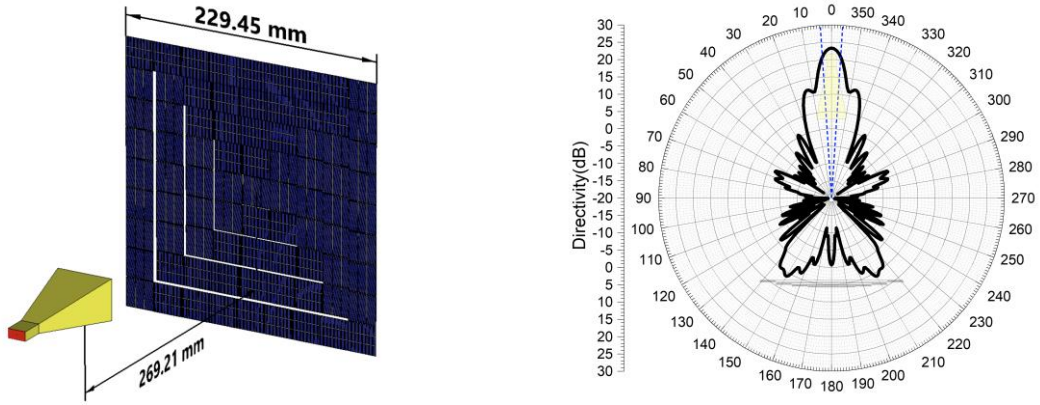
формирования максимально точно аппроксимированного зеркала, как это показано на рисунке 5 (рефлектор сформирован из 21 солнечной панели размерами 50x50 мм).



а) б)

Рис. 5. Характеристики антенны с аппроксимированным рефлектором из солнечных панелей с измененным углом наклона: а) вид антенны с аппроксимированным рефлектором из солнечных панелей с разными углами наклона; б) диаграмма направленности антенны на частоте 10 ГГц.

Полученная конструкция более сложна в реализации, при этом отчетливо видно, что КНД антенны увеличивается до 25.5 дБ. Таким образом, удается сформировать высокий уровень направленности, что особенно важно для рефлекторных антенн. Диаграмма направленности, приведенная на рисунке 5(б) максимально близка к антенне с параболическим зеркалом, что позволяет сделать вывод о том, что солнечные панели могут быть эффективно применены для формирования рефлектора, однако при установке солнечных панелей под углами возникают потери в выработке электроэнергии, поэтому можно предложить конструкцию, которая объединит как ортогональное размещение солнечных панелей, так и высокую точность аппроксимации зеркала. На рисунке 6 приводится вид аппроксимации зеркала путем формирования колец, которые формируются на основе солнечных панелей 25x25 мм, при этом для формирования рефлектора применяется 81 солнечная панель.



а) б)

Рис. 6. Характеристики антенны со ступенчато аппроксимированным рефлектором из солнечных панелей: а) вид антенны со ступенчато аппроксимированным рефлектором из солнечных панелей; б) диаграмма направленности антенны на частоте 10 ГГц.

Как показывают полученные результаты, применение такой аппроксимации рефлектора позволяет как сохранить высокий уровень КНД антенны (23.3 дБ), так и сохранить ортогональное расположение солнечных панелей, что сохранит высокоэффективную выработку электроэнергии. Таким образом, отчетливо видно, что объединение солнечных панелей для аппроксимации зеркала антенны позволяет решить

две проблемы: обеспечить дополнительную выработку электроэнергии, при этом обеспечить высоконаправленную связь.

6. Заключение

Проведенные исследования показывают, что возможно объединение в единой конструкции солнечных панелей и антенн позволяет повысить эффективность систем связи благодаря выработке зеленой энергии, а также сформировать высоконаправленную связь. Особенности конструкций солнечных панелей позволяют их применять в системах связи, что позволяет расширить сферы применения как антенной техники (систем связи), так и систем зеленой энергетики.

7. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0013)

Литература

1. KPMG. Возобновляемые источники энергии как новый шаг развития для нефтегазовых компаний. // КПМГ (KPMG). 2019. – 29 с.
2. PwC. Будущее энергетики: новые тенденции развития. Перспективы трансформации нефтегазового сектора. // ПрайсвотерхаусКуперс (PwC). 2016. – 28 с.
3. PwC. Окно возможностей для трансформации энергетического сектора закрывается. Обзор мировой электроэнергетики, PwC (15-й выпуск). // ПрайсвотерхаусКуперс (PwC). 2019. – 20 с.
4. Environmental Progress Report. // Apple Inc. 2022. – 128 p.
5. Roos Ons M.J. Integration of Antennas and Solar Cells for Autonomous Communication Systems // Doctoral Thesis. Dublin, Technological University Dublin. 2010.
6. O'Conchubhair O. Integration of Antennas and Solar cells for Low Power Wireless Systems // Doctoral Thesis, Technological University Dublin. 2015.
7. Shynu S. V., Roo Ons M. J., McEvoy P., Ammann M. J., McCormack S. J., Norton B. Integration of Microstrip Patch Antenna With Polycrystalline Silicon Solar Cell // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009, V. 57, № 12. – P. 3969-3972.
8. Ghaderi P., Aliakbarian H., Sadeghzadeh R. Integration of one dimentional wire grid antennas with solar cells for LEO satellite application // 2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), Loughborough, UK. 2015. – P. 1-4.
9. Романов П.В., Чони Ю.И. Реконструкция профиля рефлектора спутниковой многолучевой гибридной зеркальной антенны путем обработки сигнала наземного маяка // Антенны. 2022. № 4. – С. 5–17.

References

1. KPMG. Renewable energy sources as a new development step for oil and gas companies. // KPMG. 2019. – 29 p.
2. PwC. The future of energy: new development trends. Prospects for transformation of the oil and gas sector. // PricewaterhouseCoopers (PwC). 2016. – 28 p.
3. PwC. The window of opportunity to transform the energy sector is closing. PwC Global Power Outlook (15th edition). // PricewaterhouseCoopers (PwC). 2019. – 20 p.
4. Environmental Progress Report. // Apple Inc. 2022. – 128 p.
5. Roos Ons M.J. Integration of Antennas and Solar Cells for Autonomous Communication Systems // Doctoral Thesis. Dublin, Technological University Dublin. 2010.

6. O'Conchubhair O. Integration of Antennas and Solar cells for Low Power Wireless Systems // Doctoral Thesis, Technological University Dublin. 2015.
7. Shynu S. V., Roo Ons M. J., McEvoy P., Ammann M. J., McCormack S. J., Norton B. Integration of Microstrip Patch Antenna With Polycrystalline Silicon Solar Cell // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009, V. 57, № 12. – P. 3969-3972.
8. Ghaderi P., Aliakbarian H., Sadeghzadeh R. Integration of one dimentional wire grid antennas with solar cells for LEO satellite application // 2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), Loughborough, UK. 2015. – P. 1-4.
9. Romanov P.V., Choni Yu.I. Reconstruction of the reflector profile of a satellite multibeam hybrid reflector antenna by processing a ground-based beacon signal // Antennas. 2022. No. 4. – P. 5–17.

РАЗРАБОТКА АНТЕННЫ КРУГОВОИ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ GPS И ГЛОНАСС

А. А. Комаров[1], А. Дайуб[1]

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

Аннотация. В статье представлены результаты проектирования печатной антенны круговой поляризации для в глобальных навигационных системах (GPS, ГЛОНАСС). Для создания поля круговой поляризации по периферии круглого патча в диаметрально противоположных точках вырезаны две выемки (щели). Проводится моделирование антенны в среде электродинамического моделирования CST MWS и рассчитываются ее основные характеристики.

Ключевые слова: печатная антенна, круговая поляризация, микрополосковая антенна, глобальные навигационные спутниковые системы.

DEVELOPMENT OF A CIRCULAR POLARIZED ANTENNA FOR GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS GPS AND GLONASS

A. A. Komarov[1], A. Dayoub[1]

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

Abstract. The article presents the results of designing a printed circular polarization antenna for applications (GPS, GLONASS). To create a field of circular polarization along the periphery of the round patch, two notches (slits) are cut out at diametrically opposite points . The antenna is modeled in the electrodynamic modeling environment CST MWS and its main characteristics are calculated.

Keywords: printed antenna, circular polarization, microstrip antenna, global navigation satellite systems.

1. Введение

На сегодня, для построения глобальной сети с двухсторонней связью на основе малогабаритных автономных устройств возможно использовать спутниковую систему связи Iridium [1]. Для определения координат в устройствах устанавливается приемник сигналов спутниковых систем глобального позиционирования GPS/ГЛОНАСС, работающий в диапазонах L1 [2].

Антенна, предназначенная для системы GPS и ГЛОНАСС, должна обладать определенными свойствами: равномерным излучением в верхней полуплоскости, а также обеспечивать прием волн с правой круговой поляризацией [3].

Антенны с круговой поляризацией необходимы, когда трудно заранее определить требуемую ориентацию антенны с линейной поляризацией. Наиболее типичные примеры такой ситуации - мобильная спутниковая связь, связь с самолетами и другими мобильными объектами. В других ситуациях круговая поляризация может быть удобной, поскольку не требует ориентирования антенны относительно поляризации сигнала. Круговые поляризации правого и левого вращения ортогональны, что позволяет удвоить пропускную способность канала связи [4].В качестве антенны для работы передатчиков предлагается использовать печатную антенну.

Интерес к использованию печатных антенн (ПА) в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем (GPS, ГЛОНАСС, Galileo и т.д.) обусловлен их миниатюрностью и высокой технологичностью [5,6]. Особое место среди них занимают антенны круговой поляризации. При этом, антенны круговой поляризации обычно отличаются от аналогичных антенн линейной поляризации большими габаритами и более сложными схемами питания [7]. Одним из наиболее распространенных типов микрополосковых антенн является прямоугольный и круглой патчи. Примером может служить их широкое использование в сотовых телефонах, системах связи, приемниках GPS. При проектировании таких антенн широко используется современное программное обеспечение: системы HFSS, Microwave Office, CST и др. В нашем случае выберем микрополосковую круглую патч- антенну.

2. Круглая патч-антенна

Следующей по популярности конфигурацией, помимо прямоугольной, является круглая заплатка или диск, как показано на рисунке 1.

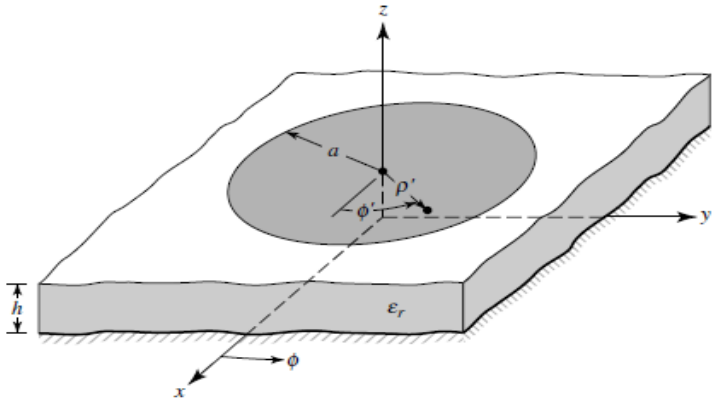


Рис. 1. Геометрия круглой микрополосковой патч-антенны.

Режимы, поддерживаемые круглой патч-антенной, можно найти, рассматривая патч, заземляющую поверхность и материал между ними как круглую полость. Как и в случае с прямоугольным участком, режимы, которые поддерживаются в основном круглой микрополосковой антенной с небольшой высотой подложки ($h \ll \lambda$), представляют собой TM^z, где z берется перпендикулярно участку. Основываясь на формулировке модели резонатора [3], описывается процедура проектирования, которая приводит к практическим конструкциям круглых микрополосковых антенн для доминирующей моды. Процедура предполагает, что указанная информация включает диэлектрическую проницаемость подложки, резонансную частоту и высоту подложки h. Порядок действий следующий: Что касается размеров патча, то для прямоугольной микрополосковой антенны можно управлять двумя степенями свободы (длиной и шириной). Следовательно, порядок режимов можно изменить, изменив относительные размеры ширины и длины фрагмента (отношение ширины к длине). Однако для круглого патча есть только одна степень свободы управления – радиус резонатора. Это не меняет порядок режимов; однако он действительно изменяет абсолютное значение резонансной частоты каждого из них [3].

3. Дизайн

Основываясь на формулировке модели резонатора, описывается процедура проектирования, которая приводит к практическим конструкциям круглых

микрополосковых антенн для доминирующей моды TM_{110}^{z} [3]. Процедура предполагает, что указанная информация включает диэлектрическую проницаемость подложки ε_r, резонансную частоту f_r и высоту подложки h и определите фактический радиус пятна a.

Фактический радиус резонатора можно оценить по следующей формуле [3]:

$$a = \frac{F}{\left\{1+\frac{2h}{\pi\varepsilon_r F}\left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right)+1.7726\right]\right\}^{1/2}} \quad (1)$$

где

$$F = \frac{8.791\times10^{9}}{f_r\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2)$$

Для создания поля круговой поляризации, круглый патч преобразуется в эллиптический, как показано на рисунке 2.а. Круговая поляризация поля получается, когда отношение эллиптичности (длины большой оси к малой оси) варьируется от 1,01 до 1,10 в зависимости от параметров подложки. Облучатель расположен под углом 45° к оси x, что возбуждает две ортогональные моды с одинаковой амплитудой и разностью фаз 90°. На рисунке 2.б по периферии круглого патча в диаметрально противоположных точках вырезаны две выемки (щели). Облучатель расположен под углом 45° к оси выреза для возбуждения ортогональных мод в квадратуре фазы. Вместо вырезов можно добавить две небольшие заглушки, как показано на рисунке 2.в. Кроме того, вместо того, чтобы вырезать две щели или добавлять две заглушки, можно использовать только одну выемку или заглушку. На рисунке 2.г в центре круглой заплаты вырезана прямоугольная щель для получения круговой поляризации. Для всех этих антенн характеристики аналогичны характеристикам модифицированных квадратных МПА. В зависимости от местоположения и размеров точки питания получается левая или правая круговая поляризация. В нашем случае выберем рисунок 2.б. Для получения круговой поляризации с минимальным коэффициентом эллиптичности очень важны размеры неоднородностей. Площадь неоднрородности $D_s = 2 * l^2$ можно получить из [8,9],

$$(\frac{D_s}{S})Q_0 \approx \frac{1}{K_{11}} \quad (3)$$

где K_{11}= 1,84118 = первая производная функции Бесселя первого порядка.

S = площадь патча без неоднородностей = πa^2 как показано на рисунке 3. Q_0 = ненагруженная добротность патча, зависит от размера патча и параметров подложки, таких как ε_r , h и tan δ .

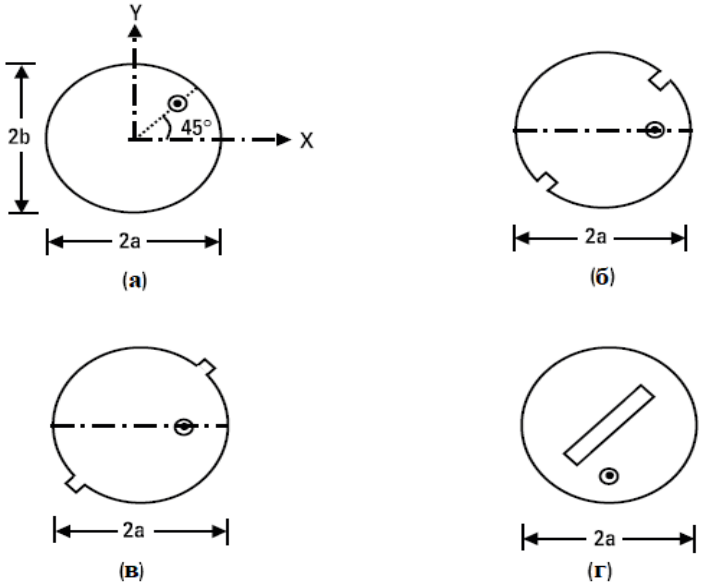


Рис. 2. Модификация схемы питания в одной точке: (а) эллиптическая, (б) с двумя вырезами, (в) с двумя заглушками и (г) с прямоугольной щелью в центре.

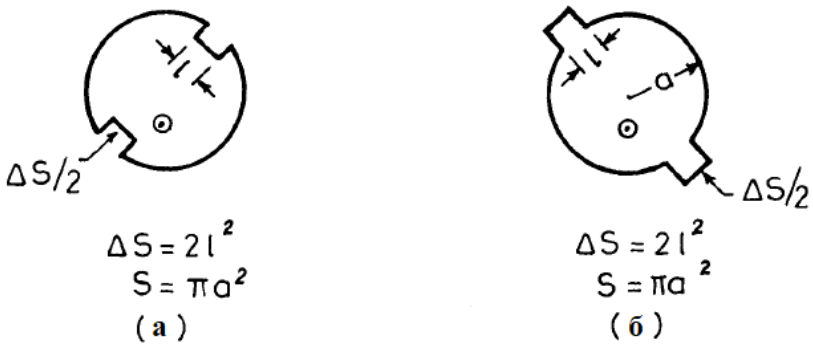


Рис. 3. Круглый патч с выемками (щелями) (а) и заглушками (б).

4. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КРУГЛОЙ АНТЕННЫ

Для моделирования и оптимизации патч-антенны и исследования ее свойств численными методами использовался пакет электродинамического моделирования CST Microwave Studio. Конструкция антенны состоит из круглого резонатора и диэлектрического слоя с параметрамами (ε_r, h) , и получено, что излучающий элемент имеет радиус a =26,15 мм, а экран диаметр (x,y) = (60,60) мм, $\varepsilon_r(FR4) = 4.2$, , $h = 2.5$ мм, $l = 7$ мм, Разработанная компьютерная модель антенны представлена на рисунке 4.

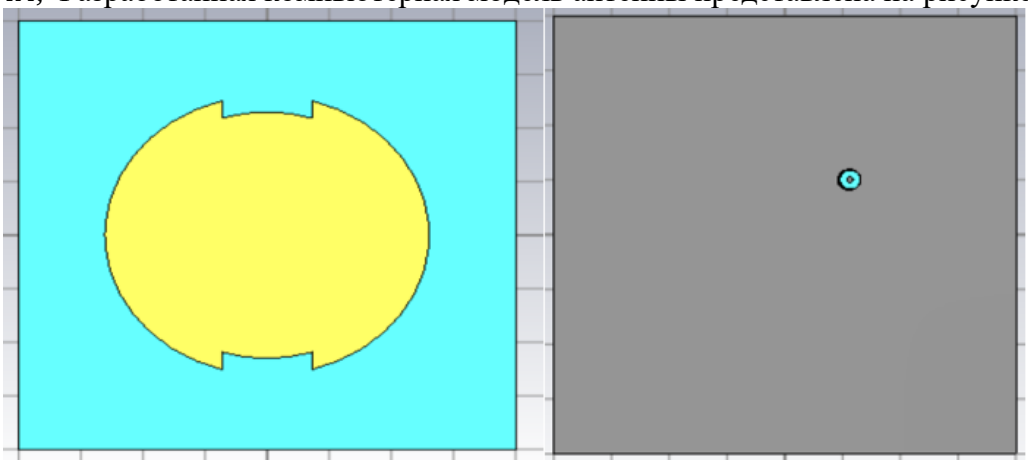


Рис. 4. Структура предлагаемой круглой антенны с двумя вырезами

На рисунке 5 показаны рассчитанные в CST частотные зависимости КСВ модели антенны. В полосе работы системы (GPS, ГЛОНАСС) (1560…1612) МГц КСВ не превышает 2.

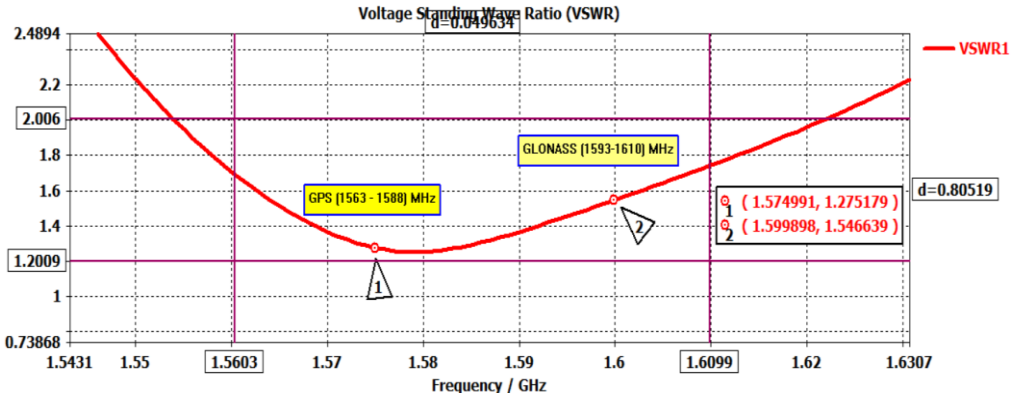


Рис. 5. Частотная зависимость КСВ антенны в диапазонах L1 систем ГЛОНАСС и GPS

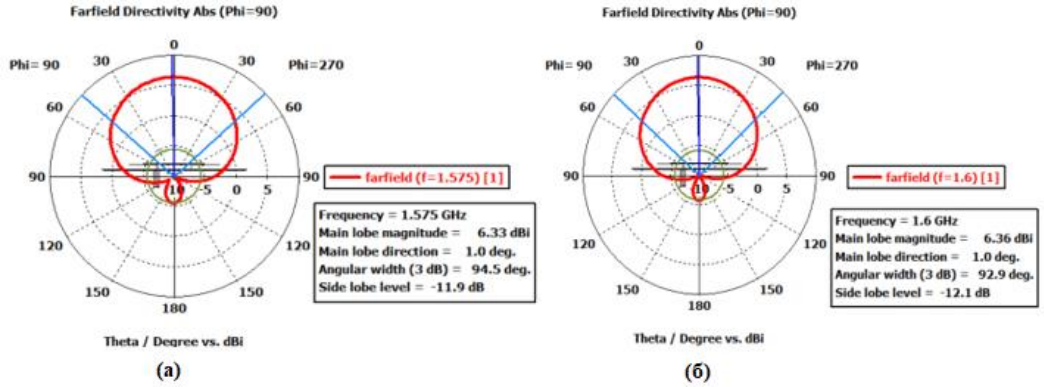


Рис. 6. Диаграммы направленности на частотах: (а) 1575 МГц , (б) 1600 МГц

5. Заключение

Путем моделирования в САПР, доказана возможность создания печатной антенны с круговой поляризацией. Предложенная антенна формирует излучение круговой правосторонней поляризации в диапазонах работы систем GPS и ГЛОНАСС. Для увеличения рабочей полосы антенны можно использовать методы проектирования антенных модулей. как интеграции антенного элемента с фильтром в единое устройство, которое называется активной навигационной антенной (антенна-фильтр) или навигационным антенным модулем.

Литература

1. Безгин А.А., Юркевич Н.Ю. Современные системы спутниковой связи и особенности их применения для решения задач оперативной океанографии. // Материалы молодежной научной конференции «Комплексные исследования морей России: оперативная океанография и экспедиционные исследования». Севастополь, 2016. С. 517-522.
2. Безгин А. А., Савочкин А.А. Комбинированная антенна Argos 3/GPS. Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. 2018. № 1. С. 95.
3. ANTENNA THEORY (ANALYSIS AND DESIGN),Constantine A. Balanis,Copyright 2005 by John Wiley & Sons, Inc. All rights reserved.Published simultaneously in Canada.
4. Антенны и устройства СВЧ : учеб. пособие / Д. И. Воскресенский[и др.] ; под ред. Д. И. Воскресенского. – М. : Радио и связь, 1972. – 856 с.
5. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковыентенны. М.: Радио и связь, 1986. 145 с.
6. Wong K.L. Compact and broadband microstrip antennas // NY. John Wiley & Sons. 2002.
7. Безгин А.А., Савочкин А.А. Печатная антенна круговой поляризации Argos-2 // Мат. 5-ой всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург, 2016. С. 301-304.
8. Garg, R., et al., Microstrip Antenna Design Handbook, Norwood, MA: Artech House, 2001.
9. Hirasawa, K., and M. Haneishi, Analysis, Design, and Measurements of Small and Low-Profile Antennas, Norwood, MA: Artech House, 1992.

References

1. Bezgin A.A., Yurkevich N.Yu. Modern satellite communication systems and features of their application for solving problems of operational oceanography. // Materials of the

youth scientific conference “Comprehensive studies of the seas of Russia: operational oceanography and expeditionary research.” Sevastopol, 2016. pp. 517-522.
2. Bezgin A. A., Savochkin A. A. Combined Argos 3/GPS antenna. Modern problems of radio electronics and telecommunications. 2018. No. 1. P. 95.
3. ANTENNA THEORY (ANALYSIS AND DESIGN),Constantine A. Balanis,Copyright 2005 by John Wiley & Sons, Inc. All rights reserved.Published simultaneously in Canada.Law, P. E., Shipboard Antennas. Boston Massachusetts: Artech House, 1983.
4. Antennas and microwave devices: textbook. manual / D. I. Voskresensky [and others]; edited by D.I. Voskresensky. – M.: Radio and Communications, 1972. – 856 p.
5. Panchenko B.A., Nefedov E.I. Microstrip antennas. Moscow: Radio and communication, 1986. 145 p.
6. Wong K.L. Compact and broadband microstrip antennas // NY. John Wiley & Sons. 2002.
7. Bezgin A.A., Savochkin A.A. Printed circular polarization antenna Argos-2 // Mat. 5th All-Russian Conference “Microwave Electronics and Microelectronics”. St. Petersburg, 2016. pp. 301-304.
8. Garg, R., et al., Microstrip Antenna Design Handbook, Norwood, MA: Artech House, 2001.
9. Hirasawa, K., and M. Haneishi, Analysis, Design, and Measurements of Small and Low-Profile Antennas, Norwood, MA: Artech House, 1992.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛАНАРНОИ АНТЕННЫ С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ МЕХАНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], Д. К. Проскурин[1], Н. Б. Смольянов[1,3]

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

Аннотация. Целью исследования является изучение работоспособности планарной антенны с механическим способом управления. Конструкция антенны представляет собой пластину, выполненную из диэлектрического материала, облучающий ее рупор и металлические ленты, закрепленные над поверхностью диэлектрика. Путем изменения периода между металлическими лентами происходит перестроение геометрии антенны, что приводит к изменению диаграммы направленности и центральной частоты при сохранении характеристик сигнала. Конструкция антенны позволяется достигнуть простоты производства и низкой стоимости, что делает возможным ее массовое производство.

Ключевые слова: планарная антенна, диаграмма направленности, широкоугольное сканирование, механическое управление

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF A FLAT MULTILAYER LUNEBURG FOR A MULTIBEAM ANTENNA ARRAY

Yu. G. Pasternak[1], V. A. Pendurin[2], D. K. Proskurin[1], N. B. Smolyanov[1,3]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP «Automated communication systems» (ACS), Voronezh, Russian Federation
[3]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract: The purpose of the study is to study the performance of a planar antenna with a mechanical control method. The antenna design consists of a plate made of dielectric material, a horn that irradiates it, and metal strips fixed above the surface of the dielectric. By changing the period between the metal strips, the antenna geometry is rearranged, which leads to a change in the radiation pattern and center frequency while maintaining the signal characteristics. The design of the antenna allows for ease of production and low cost, which makes its mass production possible.

Keywords: planar antenna, radiation pattern, wide-angle scanning, mechanical control

1. Введение

Планарная антенна является приемо-передающим устройством, проводящие структуры которого размещены на поверхности материала диэлектрика. Такая антенна, в сравнении с антеннами иных типов конструкции, имеет преимущество в виде широкой полосы рабочих частот и высокого уровня эффективности. Планарные антенны нашли широкое применение в радиолокации, системах спутниковой связи и телевидении. Постоянное развитие и модернизация существующих систем связи, помимо улучшения характеристик несет с собой повышение цены и усложнение самих антенн, поэтому важной задачей становится нахождение баланс между высокими характеристиками устройства и возможностью массового производства.

2. Конструкция планарной антенны

На данный момент одним из наиболее развивающихся направлений систем связи являются работы в сантиметровом диапазоне волн (СВЧ). Помимо рабочего диапазона волн, к современным антеннам зачастую предъявляется требование обеспечить возможность сканирования с сохранением скорости приема и передачи данных во всей полосе рабочих частот. Другим полезным качеством для антенного устройства является возможность изменять направление главного лепестка диаграммы направленности (ДН). Классическим способом управления ДН является изменение положения всего антенного устройства, однако такой способ имеет существенные недостатки, такие как скорость перемещения луча, обусловленная временем необходимым на работу механизмов, приводящих антенну в движение или излишнее «раскачивание» установки из-за наличия большого числа подвижных элементов. Поэтому, в течение длительного времени активно разрабатываются специализированные антенны, обеспечивающие изменение направления ДН в пространстве (сканирование ДН) без поворота всей антенной системы [1].

Антенные решетки с электрическим сканированием зачастую обладают большим числом фазовращателей, увеличенной длинной тракта, а также наличием делителей мощности. Такая конструкция, помимо высоких характеристик излучения, будет иметь увеличенные тепловые потери, а также наибольшую стоимость производства в сравнении с прочими антеннами. Это делает использование антенных решеток с электрическим сканированием целесообразным только в тех случаях, когда с помощью механического способа сканирования невозможно обеспечить требуемых параметров сигнала.

Фазированные антенные решетки (ФАР) имеют ряд преимуществ, таких как скорость сканирования и высокое значение коэффициента усиления, однако за это приходится расплачиваться стоимостью, сложностью производства, а также высокая чувствительность к характеристикам элементной базы делают ФАР недоступными для массового выпуска в количестве, необходимом для удовлетворения всех возникающих потребностей в гражданской и военной сферах применения. Помимо этого, нужно обратить внимание на сложность настройки и оптимизации устройства. В случае применения ФАР важным становится работоспособность и эффективность алгоритмов по управлению устройством и обработке сигналов. Планарные антенны с механическим сканированием хоть и не лишены недостатков, но в случаях, когда с их помощью существует возможность обеспечить необходимый уровень сигнала, целесообразным становится их применение. В патенте [2] представлена планарная двухполяризационная антенна, имеющая форму ромба, состоящая из диэлектрического волновода по меньшей мере с одной металлизированной стороной. Хорошие результаты демонстрирует и другая планарная антенна [3]. Ее рабочая полоса 9-10 ГГц, максимальный коэффициент усиления 28.7 дБ, а максимальная эффективность составляет 74%.

Основной частью планарной антенны является лист из диэлектрического материала, его широкое основание плотно соединено с тонкой металлической пластиной. В качестве материала диэлектрика выбран полиэтилен, имеющий значение диэлектрической проницаемости равное 2.5. Для возбуждения ЭМ волны в диэлектрике применяется конструкция, имеющая форму рупора, во внутреннем пространстве которого располагается входной канал. Возбуждаемая ЭМ волна распространяется от входного порта до противолежащей ей стенки рупора, где отражается и распространяется в сторону пластины из диэлектрика. Механическое управление ДН основано на изменении геометрии решетки, состоящей из лент, расположенных на поверхности материала диэлектрика. Они плотно закрепляется на поверхности листа таким образом, чтобы расстояние между всеми лентами было равным и период между лентами составлял от 11 до 22 мм. Сами ленты могут быть соединены на плотно

закрепленной раме. Их крепление должно подразумевать согласованность перемещения соседних элементов таким образом, чтобы период между лентами синхронно изменялся по всей поверхности антенны. На рисунке 1 представлен вариант модели разработанной планарной антенны.

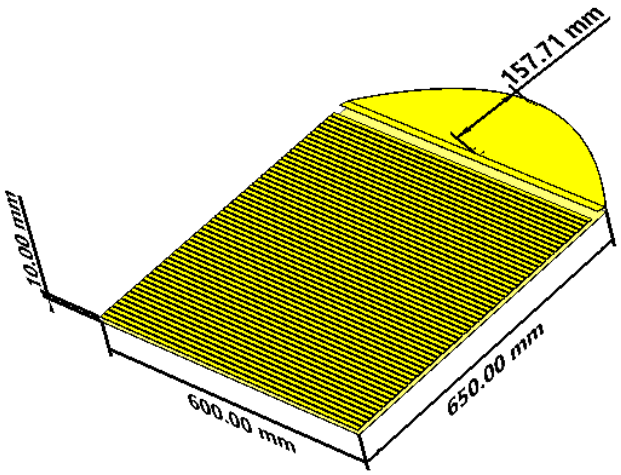


Рис. 1. Внешний вид планарной антенны с регулируемой механической решеткой.

На рис. 2 представлен вариант соединения металлических лент друг с другом. Важным требованием для соединения является обеспечение равного расстояния между лентами, так как их равномерное распределение по поверхности диэлектрика напрямую влияет на характеристики антенны. Приведение лент в движение может быть обеспечено электрическим двигателем, либо иным доступным способом. Толщина лент составляет 2 мм.

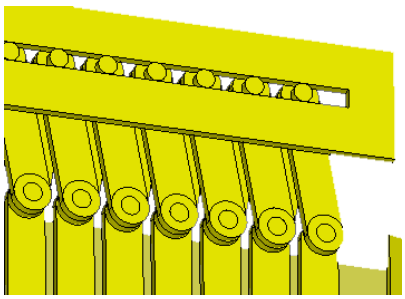
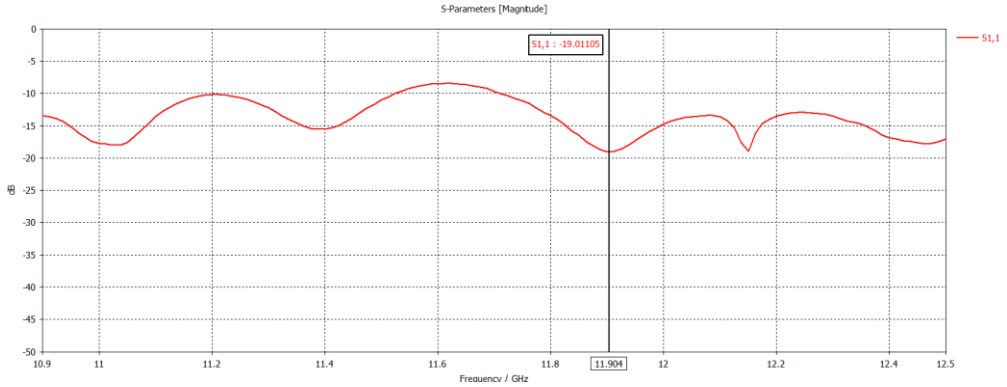


Рис. 2. Вариант вида соединения металлических лент друг с другом

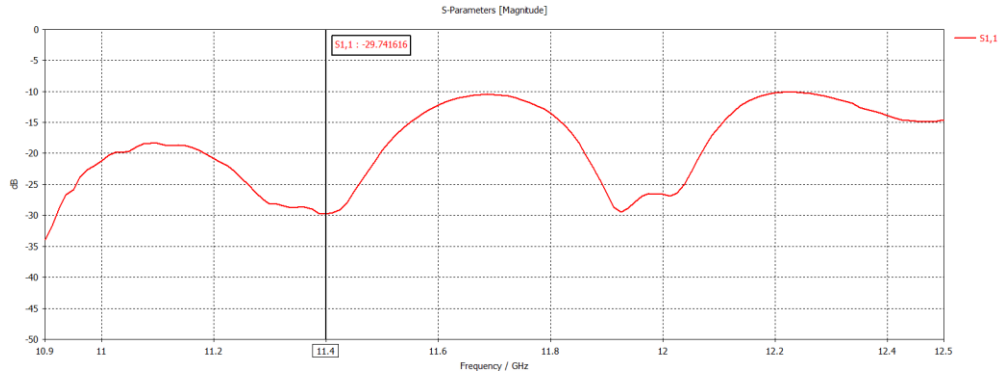
В системах спутниковой связи для подвижных объектов используется Ku-диапазон сантиметровых волн 10.7 – 12.75 ГГц. Сейчас он активно применяется для передачи спутникового телевидения. Рассмотрим результаты моделирования работы планарной антенны в данном диапазоне.

3. Результаты моделирования

Расчет планарной антенны осуществлен на основе модели, разбитой на 4622464 ячейки, это делает результаты моделирования не высокими по точности, но достаточными для общей оценки характеристик устройства. Рассмотрим полученные в процессе расчета графики способны наглядно продемонстрировать эффективность антенного устройства. S_{11} параметра для нескольких вариантов положения лент на поверхности диэлектрика с периодами равными 14 мм и 20 мм.



а)



б)

Рис. 3 Результаты расчета S_{11} параметра при периоде равном: (а) 14 мм и (б) 20 мм

По полученным графикам видно, что значение S_{11} параметр рассматриваемой планарной антенны, определяемый по уровню – 10 дБ укладывается в рабочий диапазон частот от 10.9 ГГц до 12.5 ГГц. На основе полученных результатов, определим центральные частоты в зависимости от периода лент. Полученные результаты приведены в таблице 1

Таблица 1. Сравнение центральных частот планарной антенны

Период лент, мм	11	12	14	17	20	22
min S_{11} (f_0), ГГц	10.98	11.076	11.904	11.557	11.401	11.352

Проведем анализ диаграмм направленности на центральной частоте для нескольких рассмотренных случаев. Диаграммы направленности приводятся на рисунках 4 – 7.

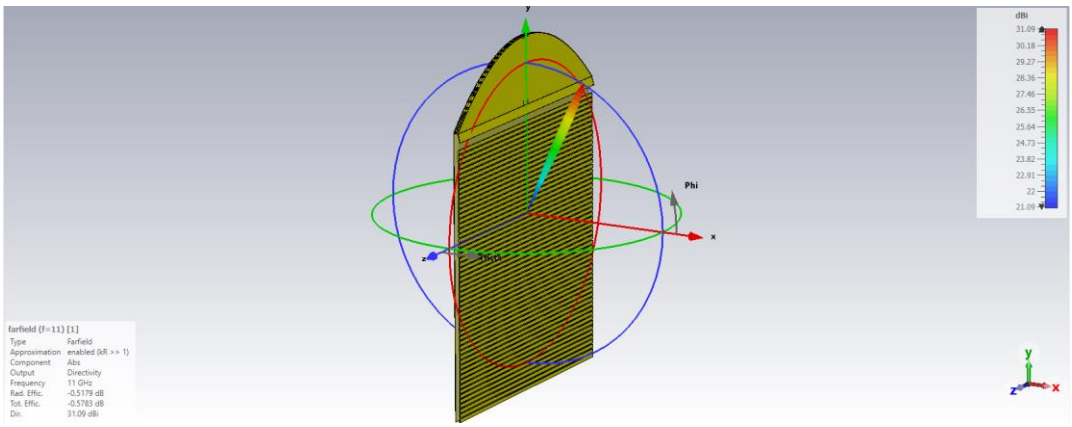


Рис. 4. Диаграмма направленности антенны, период лент составляет 11 мм

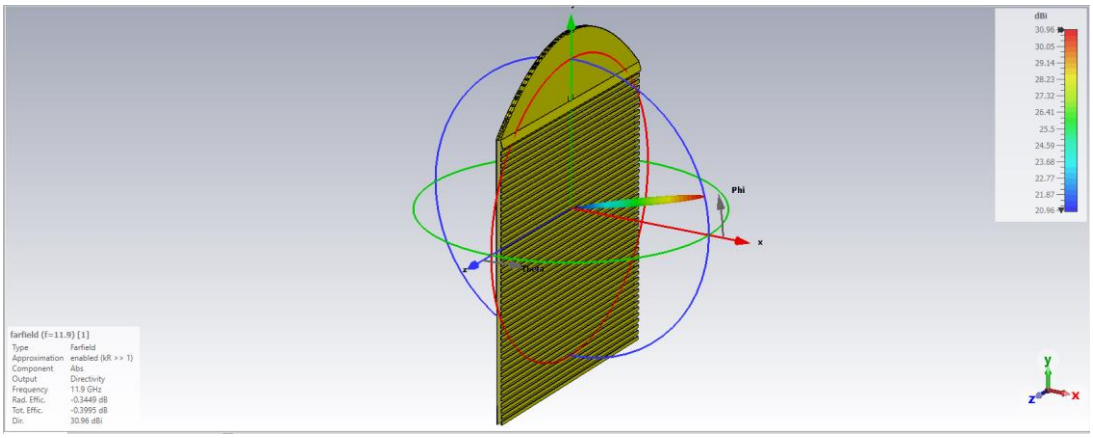


Рис. 6. Диаграмма направленности антенны, период лент составляет 14 мм

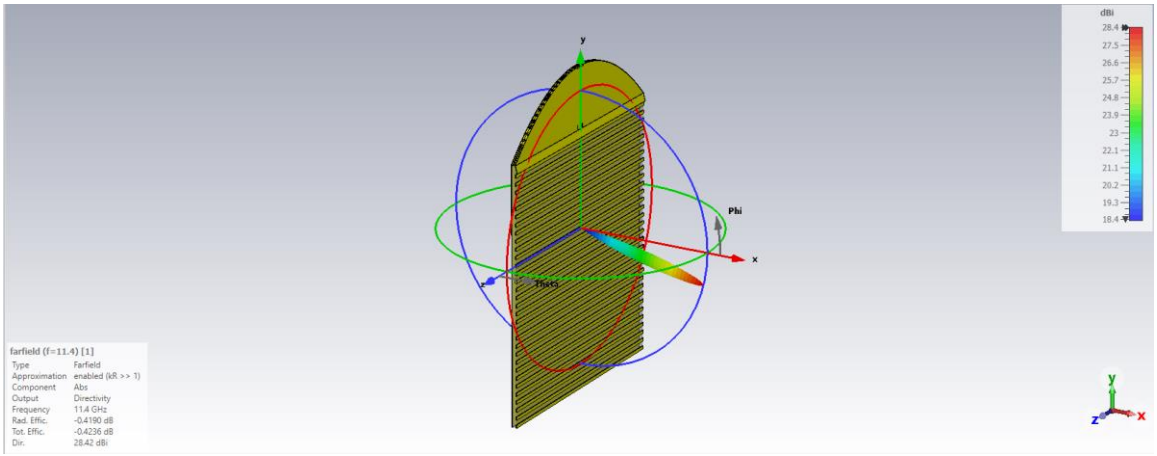


Рис. 7. Диаграмма направленности антенны, период лент составляет 20 мм

Как видно по полученным в результате моделирования ДН игольчатая форма сохраняется, при изменении периода лент. Это позволяет сделать вывод, что при изменении периода лент и смещении рабочей частоты форма ДН и характеристики сохраняются.

Таблица 2. Сравнение характеристик ДН на центральной частоте

Период лент, мм	11	12	14	17	20	22
КНД, дБи	31.09	27.3	30.96	30.75	28.4	26.3
КПД, %	88	74	91	85	90	89
Направление излучения (φ = 0°), °	90	90	90	90	90	90
Ширина главного лепестка 3 дБ (φ = 0°), °	3.3	3	2.9	2.8	2.8	2.6
Направление излучения (Θ = 90°), °	31.1	28	15	358	346	339
Ширина главного лепестка 3 дБ (Θ = 90°), °	2.5	3.6	4.2	4	7.6	11.5
УБЛ, дБ	-13	-13.1	-16.8	-13.4	-14.2	-13

Планарная антенна с механическим сканированием, путем изменения периода между лентами позволяет добиться управления диаграммой направленности при сохранении своих основных характеристик. Ширина сектора излучения главного лепестка по Θ = 90° составляет как минимум 50°.

4. Заключение

Таким образом в данной работе представлена модель планарной антенны с механическим сканированием на основе изменяемой геометрии ленточной решетки. Антенна работает в Ku-диапазоне, центральная частота находится в зависимости от периода лент. Изготовить антенну возможно из нескольких тонких металлических листов и пластины из материала диэлектрика, что позволяет обеспечить простоту в производстве и низкую стоимость.

Литература

1. Жук М. С., Молочков Ю. Б. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. / Москва: «Энергия», 1973. - 440 с.
2. Банков С. Е., Калошин В. А. Планарная антенна. RU 2 258 285 C1, заяв. 21.11.2003, опубл. 10.08.2005.
3. Нечаев Ю. Б., Климов А. И., Хохлов Н. С., Юдин В. И., Радько П. И. Плоская антенна. Ru 2 435 260, заяв. 11.01.2010, опубл. 27.11.2011

References

1. Juk M. S., Molochkov Uy. B. Design of lens, scanning wide-band antennas and feeder devices. / Moscow: «Energy», 1973. - 440 c.
2. Bankov S. E., Kaloshin V. A. Planar antenna. RU 2 258 285 C1, stated. 21.11.2003, publ. 10.08.2005.
3. Nechayev Yu. B., Klimov A. I., Hohlov N. S., Yudin V. I., Radyko P. I. Flat antenna. Ru 2 435 260, stated. 11.01.2010, publ. 27.11.2011

РАЗРАБОТКА ФАЗОВРАЩАТЕЛЕИ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФАР НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОГО МОСТА С УПРАВЛЯЕМЫМИ ЕМКОСТНЫМИ НАГРУЗКАМИ

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], И. В. Попов[3], Д. К. Проскурин[1], К. С. Сафонов[1]

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

Аннотация. Рассмотрены основные характеристики проходных фазовращателей на основе квадратурного моста, нагрузками плечей которых являются варикапы. В процессе электродинамического моделирования были использованы эквивалентные схемы варикапов, учитывалось наличие переходных отверстий в печатной плате фазовращателя. Данный подход позволяет осуществить плавную регулировку фазы, в отличие от дискретных фазовращателей, построенных с использованием p-i-n диодов. Кроме того, варикапы существенно дешевле p-i-n диодов, и для реализации фазовращателя является достаточным использование четырех варикапов, что позволяет существенно уменьшить себестоимость ФАР.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, фазовращатели квадратурный мост.

DEVELOPMENT OF PHASE SHIFTERS FOR HEADLIGHT CONTROL BASED ON A HYBRID BRIDGE WITH CONTROLLED CAPACITIVE LOADS

Yu. G. Pasternak[1], V. A. Penduyrin[2], I. V. Popov[3], D. K. Proskurin[1], K. S. Safonov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP “Automated communication systems”, Voronezh, Russian Federation
[3]JSC “Sozvezdie”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. Controlling the headlights using phase shifters has its advantages, as well as its disadvantages, compared to using a Rotman lens and a high–frequency signal switch for this purpose. The advantage of using phase shifters to control the headlights is the possibility of implementing adaptive interference suppression -filtering in the spatial-angular region of received signals and interference. The use of phase shifters also makes it possible to form a directional diagram of a special shape, in particular, with a low level of side lobes and a given shape of the main lobe. When choosing a phase shifter circuit, preference was given to a phase shifter built on the basis of a quadrature bridge with controlled capacitive loads implemented in the form of varicaps, since this approach allows for smooth phase adjustment, unlike discrete phase shifters built using p-i-n diodes. In addition, varicaps are cheaper than p-i-n diodes, and to implement a phase shifter.

Keywords: phased array antenna, phase shifters quadrature bridge.

1. Введение

Для создания отечественных цифровых фазированных антенных решеток (ФАР) для мобильных и бортовых терминалов спутниковой связи необходима элементная база отечественного производства, создание которой в настоящее время является одной из приоритетных, однако – пока не решенных.

Созданию антенных систем с коммутационным сканированием препятствует отсутствие технологий производства относительно недорогих линз Люнеберга отечественного производства, а также – многоканальных СВЧ- коммутаторов с приемлемыми потерями.

При разработке терминала спутниковой связи мобильного или борового базирования важной задачей является выбор таких технических решений, которые обеспечат приемлемую стоимость серийного изделия, обеспечивающую конкурентноспособную цену на Российском рынке.

Антенная система для терминалов спутниковой связи должна удовлетворять требованиям различных групп потребителей:

- для бытового сектора – должна иметь низкую стоимость и малый вес (для установки на легковой автомобиль);
- для железнодорожного и ведомственного транспорта – удовлетворять жестким условиям эксплуатации.

Научно-техническая задача проектирования антенной системы терминала подвижной связи усложняется тем, что терминал спутниковой связи должен отрабатывать динамику движения транспортного средства, на котором размещена антенна:

- обеспечивать поддержание точности наведения антенной системы на спутник по азимуту с точностью не хуже 0.5°;
- обеспечивать скорость вращения по азимуту – не менее 60°/с;
- обеспечивать отработку параметров крена и тангажа в диапазоне изменений ±30°, скорость изменения – не более 100°/с;
- отрабатывать изменение угловой скорости в азимутальном направлении – не более 60°/с.

Для обеспечения работы с существующей спутниковой группировкой, расположенной на геостационарной орбите, требуются антенные системы, имеющие коэффициент усиления не менее 32÷35 дБ. Для обеспечения этих требований антенная система на основе фазированной антенной решетки (ФАР) должна содержать не менее 1500 элементов, а антенна на основе параболического отражателя должна иметь диаметр не менее 55-60 см. Учитывая то, что антенные системы будут устанавливаться на подвижном транспорте, они должны обладать возможностью оперативного управления диаграммой направленности.

В литературе было предложено несколько решений для эффективного увеличения расстояния между элементами и/или уменьшения количества амплитудно-фазовых регуляторов [1-9]. Далее мы проанализируем фазированные решетки с нерегулярными решетками и методику подрешетки.

2. Описание конструкции

Управление ФАР с помощью фазовращателей имеет свои преимущества, а также – свои недостатки, по сравнению с использованием для этой цели линзы Ротмана и высокочастотного коммутатора сигналов.

Преимуществом использования фазовращателей для управления ФАР является наличие возможности реализации адаптивного подавления помех –фильтрацию в пространственно-угловой области принимаемых сигналов и помех. Использование фазовращателей позволяет также формировать диаграмму направленности специальной формы, в частности – с низким уровнем боковых лепестков и заданной формой главного лепестка.

Недостатками, присущими ФАР с фазовращателями (по сравнению ФАР с коммутационным сканированием, диаграммообразующая система которых реализована

на основе линзы Ротмана), являются: более узкая полоса рабочих частот; температурная зависимость сдвига фазы, для компенсации которой приходится вводить обратную связь в схеме управления ФАР и изменять управляющее напряжение на каждом из варикапов в зависимости от его температуры.

Однако, для мобильных терминалов спутниковой связи военного и специального назначения возможность адаптивной фильтрации помех является весьма важной, т.к. дает возможность функционирования аппаратуры в условиях воздействия средств радиоэлектронной борьбы противника. Кроме того, адаптивная фильтрация помех, реализуемая с помощью управляемых фазовращателей, позволяет подавлять помехи, мешающие функционированию терминалов спутниковой связи гражданского назначения.

При выборе схемы фазовращателя было отдано предпочтение фазовращателю, построенному на основе квадратурного моста с управляемыми емкостными нагрузками, реализованными в виде варикапов, т.к. данный подход позволяет осуществить плавную регулировку фазы, в отличие от дискретных фазовращателей, построенных с использованием p-i-n диодов. Кроме того, варикапы дешевле p-i-n диодов, и для реализации фазовращателя является достаточным использование четырех варикапов; это позволяет уменьшить себестоимость ФАР.

Для проектирования фазовращателей на гибридном мосте с 4-мя варикапами были использованы варикапы SMV2019-040LF в корпусе SOD-882 (LS = 0.45 nH). Эквивалентная схема и топология фазовращателя приведены на рисунках 1, 2. На рисунке 3 показана эквивалентная схема варикапа SMV2019-040LF в корпусе SOD-882.

Тестовая схема для проверки фазовращателя приведена на рисунке 4.

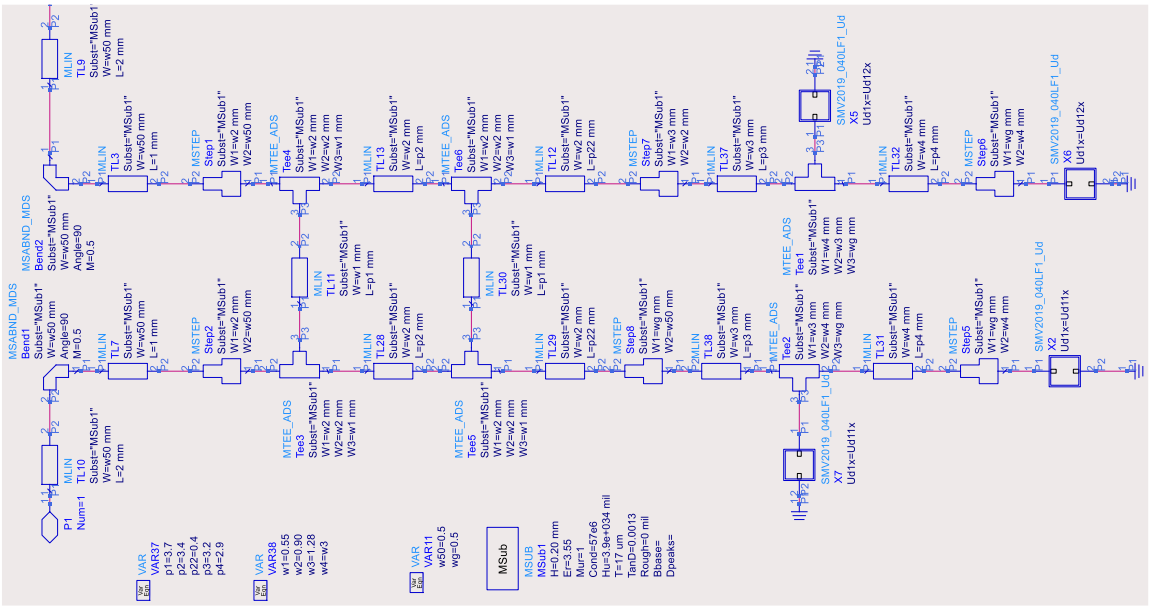


Рис. 1. Эквивалентная схема фазовращателей на гибридном мосте с 4-мя варикапами SMV2019-040LF в корпусе SOD-882.

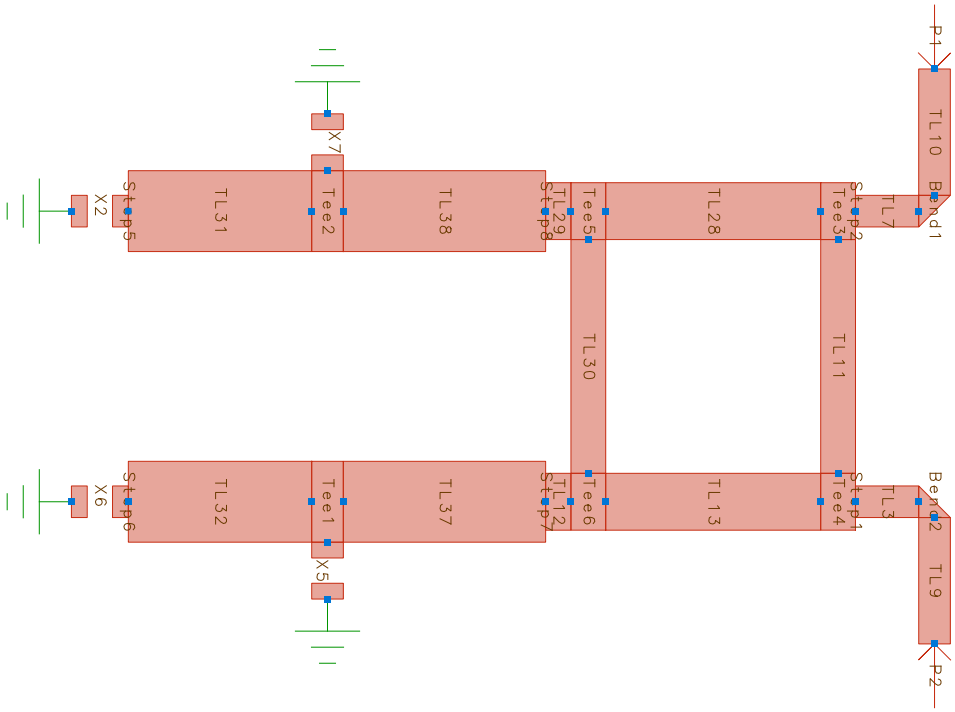


Рис. 2. Топология фазовращателей на гибридном мосте с 4-мя варикапами SMV2019-040LF в корпусе SOD-882.

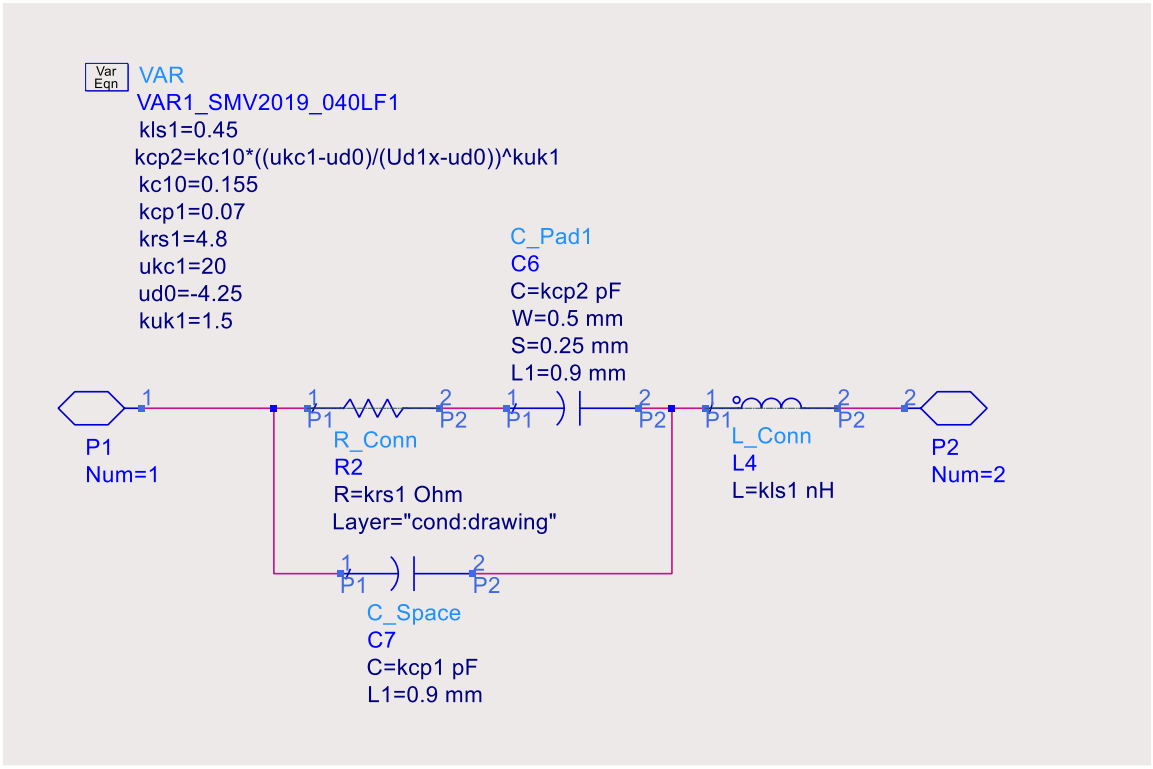


Рис. 3. Модель варикапа SMV2019-040LF в корпусе SOD-882.

На рисунке 5-17 приведены основные характеристики разработанного проходного фазовращателя и отражены ключевые моменты методики проектирования и анализа его характеристик. Отметим, что при коротком замыкании выхода разработанного фазовращателя прибор будет функционировать в режиме отражательного фазовращателя; таким образом, фазовращатели, построенные на основе квадратурного

моста с управляемыми емкостными нагрузками, реализованными в виде варикапов, могут использоваться, как в проходных, так и в отражательных ФАР.

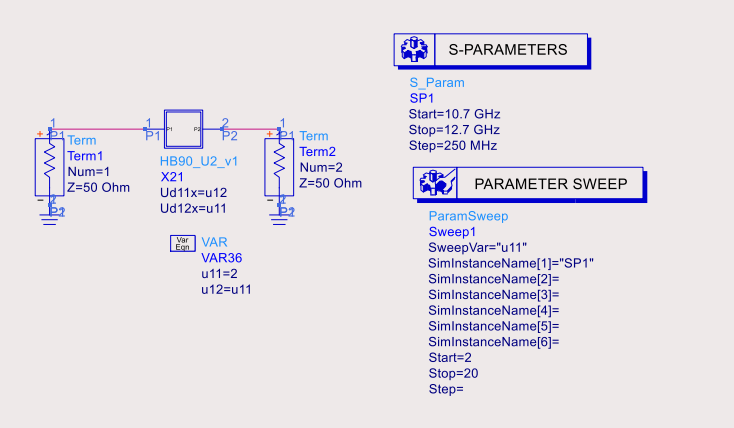


Рис. 4. Тестовая схема для проверки фазовращателя.

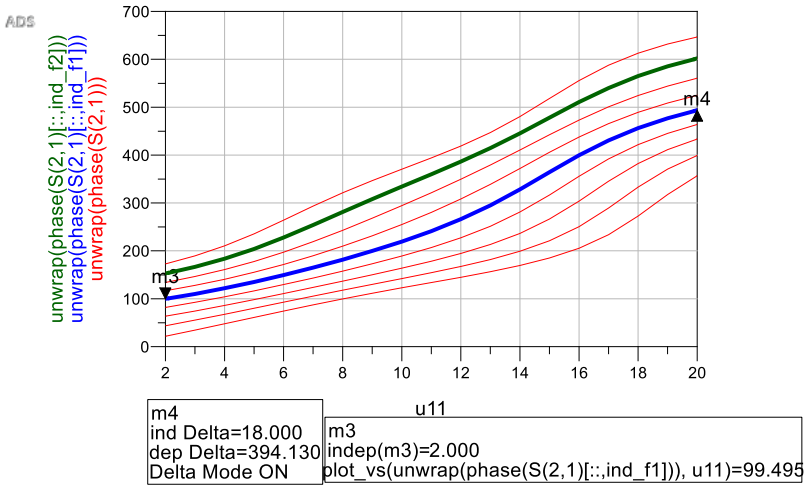


Рис. 5. Фаза напряжения на выходе фазовращателя в зависимости от управляющего напряжения для ряда частот.

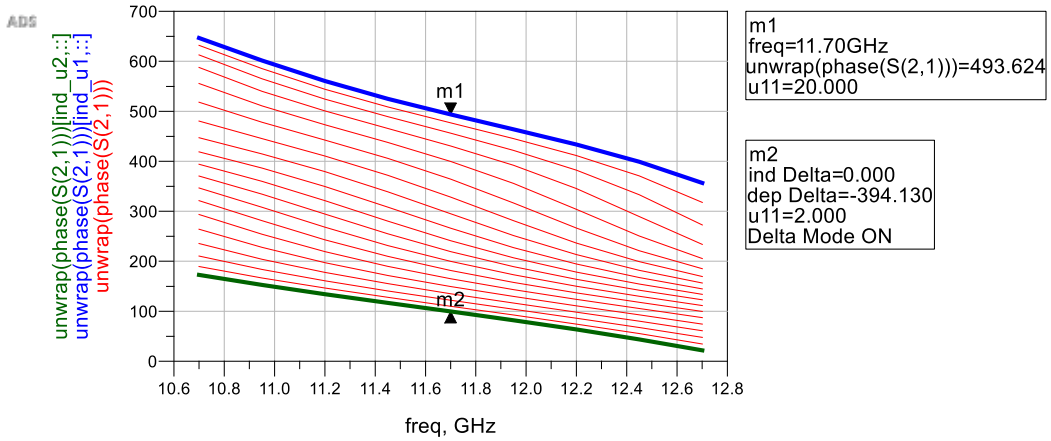


Рис. 6. Частотная зависимость фазы напряжения на выходе ФВ для ряда управляющих напряжений.

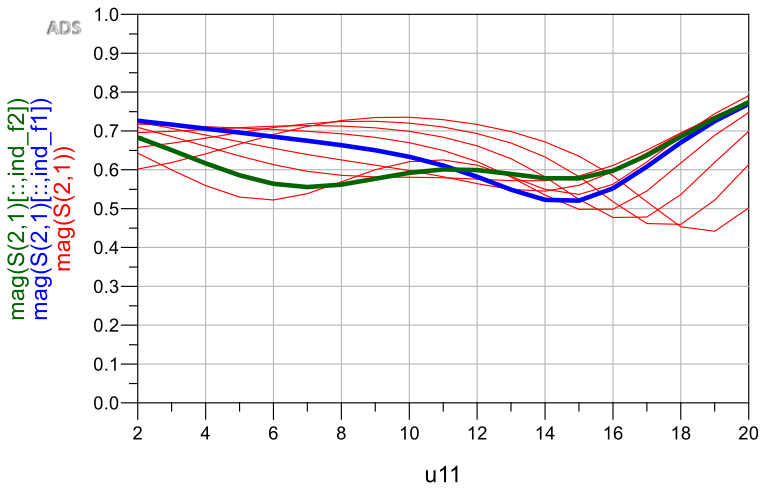


Рис. 7. Амплитуда напряжения на выходе ФВ в зависимости от управляющего напряжения для ряда частот.

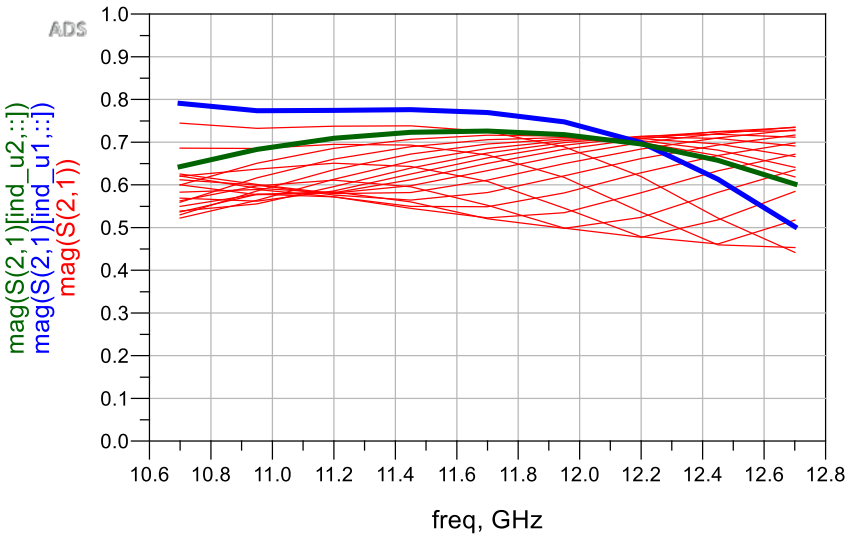


Рис. 8. Частотная зависимость амплитуды напряжения на выходе ФВ для ряда управляющих напряжений.

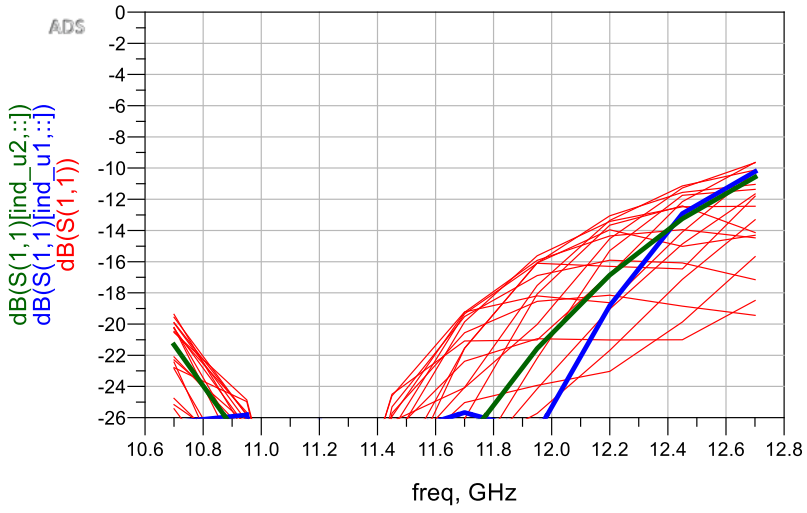


Рис. 9. Частотная зависимость КО, дБ на входе ФВ для ряда управляющих напряжений.

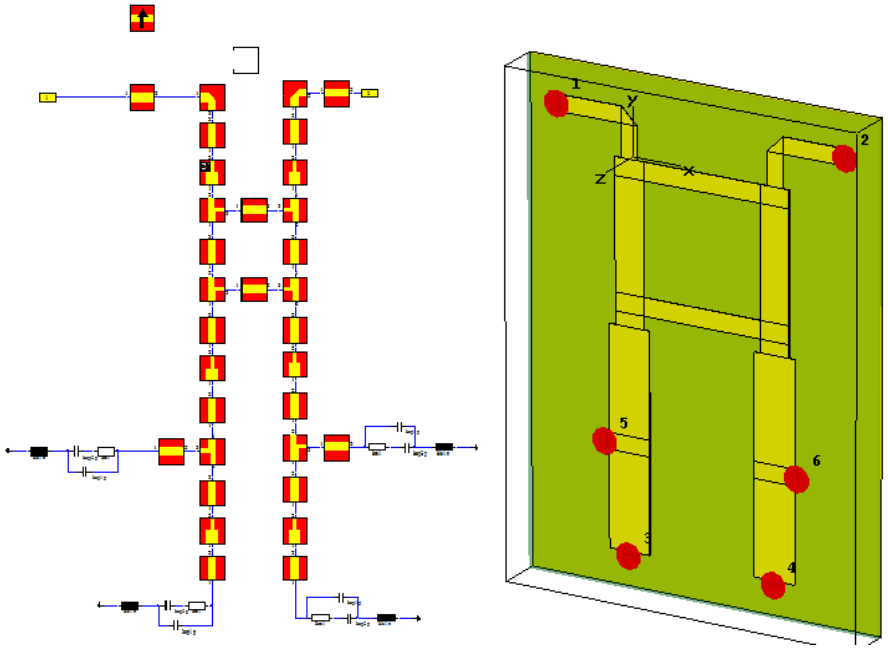


Рис. 10. Тестовая схема для проверки фазовращателя, топология печатной платы и электродинамическая модель устройства.

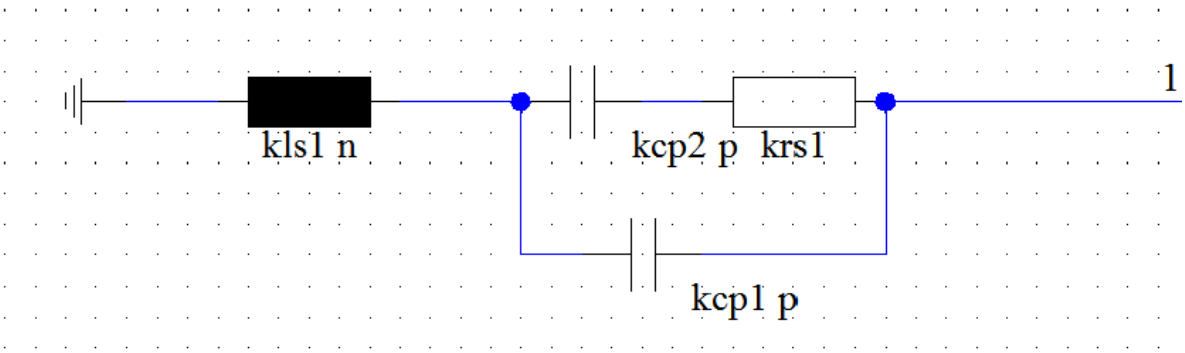


Рис. 11. Модель варикапа SMV2019-040LF в корпусе SOD-882.

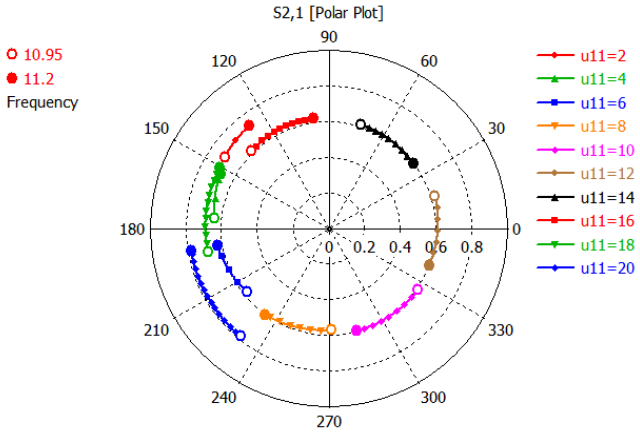


Рис. 12. Изменение комплексного напряжения на выходе ФВ в зависимости от управляющего напряжения в поддиапазоне 10,95…11,20 ГГц.

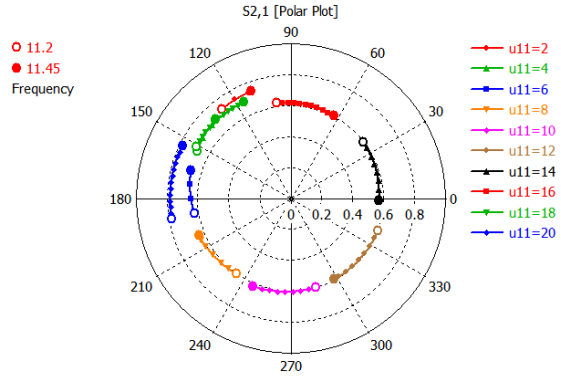


Рис. 13. Изменение комплексного напряжения на выходе ФВ в зависимости от управляющего напряжения в поддиапазоне 11,20…11,45 ГГц.

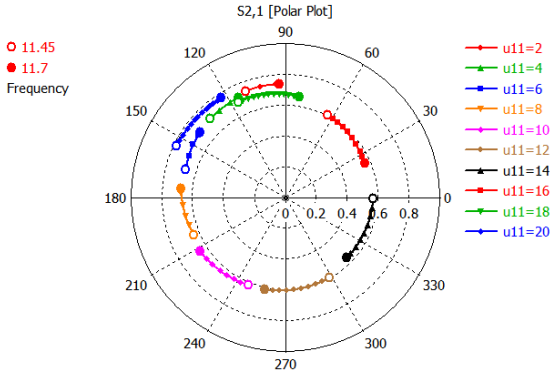


Рис. 14. Изменение комплексного напряжения на выходе ФВ в зависимости от управляющего напряжения в поддиапазоне 11,45…11,70 ГГц.

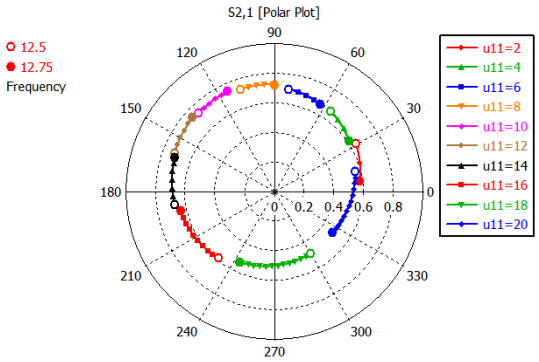


Рис. 15. Изменение комплексного напряжения на выходе ФВ в зависимости от управляющего напряжения в поддиапазоне 12,50…12,75 ГГц.

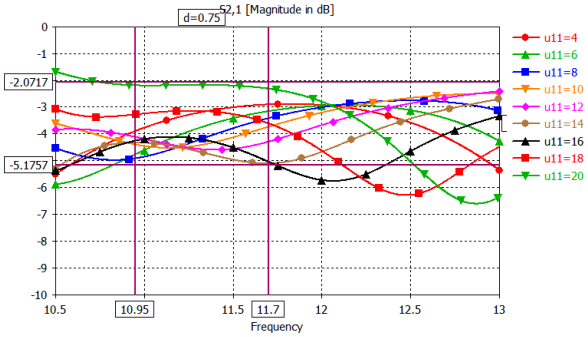


Рис. 16. Частотная зависимость напряжения, дБ на выходе ФВ для ряда управляющих напряжений.

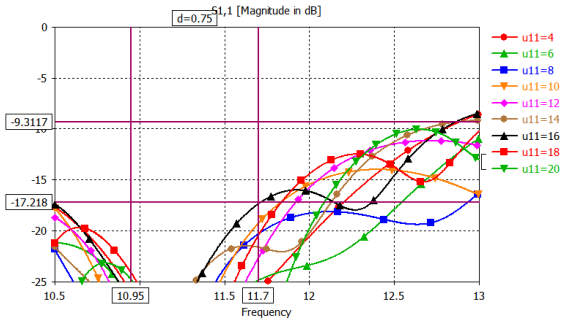


Рис. 17. Частотная зависимость коэффициента отражения, дБ на входе ФВ для ряда управляющих напряжений.

3. Заключение

Из приведенных характеристик видно, что зависимости сдвига фаз от управляющих напряжений являются существенно нелинейными (рисунок 5); имеет место также сильная зависимость диапазона регулировки фазы от частоты сигнала в заданном диапазоне изменения напряжений на варикапах (рисунок 6). Необходимо также учитывать разброс параметров варикапов, в том числе – зависимость величины емкости от температуры.

Вносимые фазовращателями потери в полосе частот 10.7÷12.5 ГГц варьируются от 2 до 6.3 дБ; при этом вариация потерь на каждой частоте указанного диапазона не превышает 3.3 дБ (рисунок 16).

Литература

1. R. McMorrow, D. Corman and A. Crofts, "All silicon mmW planar active antennas: The convergence of technology, applications, and architecture," 2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS), Tel-Aviv, Israel, 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/COMCAS.2017.8244740.
2. J. Navarro, "Ultra-small aperture terminals for SATCOM on-the-move applications," 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, USA, 2017, pp. 1152-1154, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058803.
3. R. Nink, T. Oliver and T. Saam, "Adaptive Coherent Aperture Combining for small disadvantaged SatCom terminals," 2011 - MILCOM 2011 Military Communications Conference, Baltimore, MD, USA, 2011, pp. 1952-1957, doi: 10.1109/MILCOM.2011.6127601.
4. L. Baggen, S. Holzwarth, W. Simon and O. Litschke, "Phased array using the sequen-tial rotation principle: analysis of coupling effects," IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003., Boston, MA, USA, 2003, pp. 571-576, doi: 10.1109/PAST.2003.1257044.
5. M. Tripodi, F. DiMarca, T. Cadili, C. Mollura, F. DiMaggio and M. Russo, "Ka band active phased array antenna system for satellite communication on the move terminal," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Rome, Italy, 2011, pp. 2628-2630.
6. M. C. Viganó, D. L. del Río, F. Bongard, J. Padilla and S. Vaccaro, "One-bit phased array with wide scan and linear polarization control for mobile satellite applications," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, Czech Republic, 2012, pp. 1641-1644, doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206346.
7. M. C. Viganó, D. L. del Río and S. Vaccaro, "Sparse array antennas for satellite mobile terminals," The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 2014, pp. 3132-3136, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902491.

8. K. K. Wei Low, A. Nafe, S. Zihir, T. Kanar and G. M. Rebeiz, "A Scalable Circularly-Polarized 256-Element Ka-Band Phased-Array SATCOM Transmitter with ±60° Beam Scanning and 34.5 dBW EIRP," 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Boston, MA, USA, 2019, pp. 1064-1067, doi: 10.1109/MWSYM.2019.8701112.
9. P. Naseri, S. A. Matos, J. R. Costa, C. A. Fernandes and N. J. G. Fonseca, "Dual-Band Dual-Linear-to-Circular Polarization Converter in Transmission Mode Application to K/Ka -Band Satellite Communications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 12, pp. 7128-7137, Dec. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2874680.

REFERENCES

1. R. McMorrow, D. Corman and A. Crofts, "All silicon mmW planar active antennas: The convergence of technology, applications, and architecture," 2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS), Tel-Aviv, Israel, 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/COMCAS.2017.8244740.
2. J. Navarro, "Ultra-small aperture terminals for SATCOM on-the-move applications," 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honololu, HI, USA, 2017, pp. 1152-1154, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058803.
3. R. Nink, T. Oliver and T. Saam, "Adaptive Coherent Aperture Combining for small disadvantaged SatCom terminals," 2011 - MILCOM 2011 Military Communications Conference, Baltimore, MD, USA, 2011, pp. 1952-1957, doi: 10.1109/MILCOM.2011.6127601.
4. L. Baggen, S. Holzwarth, W. Simon and O. Litschke, "Phased array using the sequential rotation principle: analysis of coupling effects," IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003., Boston, MA, USA, 2003, pp. 571-576, doi: 10.1109/PAST.2003.1257044.
5. M. Tripodi, F. DiMarca, T. Cadili, C. Mollura, F. DiMaggio and M. Russo, "Ka band active phased array antenna system for satellite communication on the move terminal," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Rome, Italy, 2011, pp. 2628-2630.
6. M. C. Viganó, D. L. del Río, F. Bongard, J. Padilla and S. Vaccaro, "One-bit phased array with wide scan and linear polarization control for mobile satellite applications," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, Czech Republic, 2012, pp. 1641-1644, doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206346.
7. M. C. Viganó, D. L. del Río and S. Vaccaro, "Sparse array antennas for satellite mobile terminals," The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 2014, pp. 3132-3136, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902491.
8. 8. K. K. Wei Low, A. Nafe, S. Zihir, T. Kanar and G. M. Rebeiz, "A Scalable Circularly-Polarized 256-Element Ka-Band Phased-Array SATCOM Transmitter with ±60° Beam Scanning and 34.5 dBW EIRP," 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Boston, MA, USA, 2019, pp. 1064-1067, doi: 10.1109/MWSYM.2019.8701112.
9. 9. P. Naseri, S. A. Matos, J. R. Costa, C. A. Fernandes and N. J. G. Fonseca, "Dual-Band Dual-Linear-to-Circular Polarization Converter in Transmission Mode Application to K/Ka -Band Satellite Communications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 12, pp. 7128-7137, Dec. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2874680.

РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПАКТНОИ МНОГОЛУЧЕВОИ АНТЕННЫ ДЛЯ БПЛА НА ОСНОВЕ АНТЕНН УДА-ЯГИ С ЕДИНЫМ КОНТУРОМ РЕФЛЕКТОРА

В. Ю. Шафоростова[1], С. М. Фёдоров[1], Е. А. Ищенко[1]

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

Аннотация. В работе предлагается новая конструкция многолучевого антенного устройства на основе несимметричной антенны Уда-Яги, или антенны «волновой канал». Производится исследование влияния конструкционных геометрических параметров антенны на её рабочие характеристики. На основании проведённого параметрического анализа проводится оптимизация конструкции разработанной антенны, с учётом простоты изготовления и стоимости отдельных элементов, – для установки антенны на беспилотный летательный аппарат (БПЛА). По результатам работы изготавливается макет антенны и производится верификация расчётных характеристик с помощью экспериментальных исследований. Полученная конструкция антенны позволяет осуществлять полное сканирование по азимуту и также имеет наклонную диаграмму направленности с достаточным усилением по направлению угла возвышения БПЛА, что позволяет эффективно повысить точность и дальность действия направленной связи.

Ключевые слова: многолучевая антенная система, антенна Уда-Яги, коэффициент направленного действия, беспилотный летательный аппарат.

REALISATION OF COMPACT MULTIBEAM ANTENNA FOR UAV ON THE BASIS OF YAGI-UDA ANTENNAS WITH A SINGLE REFLECTOR CIRCUIT

V. U. Shaforostova[1], S. M. Fedorov[1], E. A. Ishchenko[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper proposes a new design of a multibeam antenna device based on an asymmetric Yagi-Uda antenna or a wave antenna. device based on an asymmetric Yagi-Uda antenna, or «wave channel» antenna». The influence of structural geometrical parameters of the antenna on its performance characteristics is investigated. parameters of the antenna on its performance characteristics. On the basis of the conducted parametric analysis optimises the design of the developed antenna, taking into account the simplicity of manufacture and cost of individual elements – for the installation of the antenna on an unmanned aerial vehicle (UAV). installation of the antenna on an unmanned aerial vehicle (UAV). According to the results the antenna mock-up is produced and the calculated characteristics are verified by means of experimental studies. characteristics by means of experimental studies. The obtained antenna design antenna allows full azimuth scanning and also has a slanted radiation pattern with sufficient gain in the direction of the angle of elevation of the UAV, which allows for full azimuth scanning elevation of the UAV, which can effectively improve the accuracy and range of directional communications.

Keywords: virtual antenna array, noise impact, direction finding, unmanned aerial vehicle.

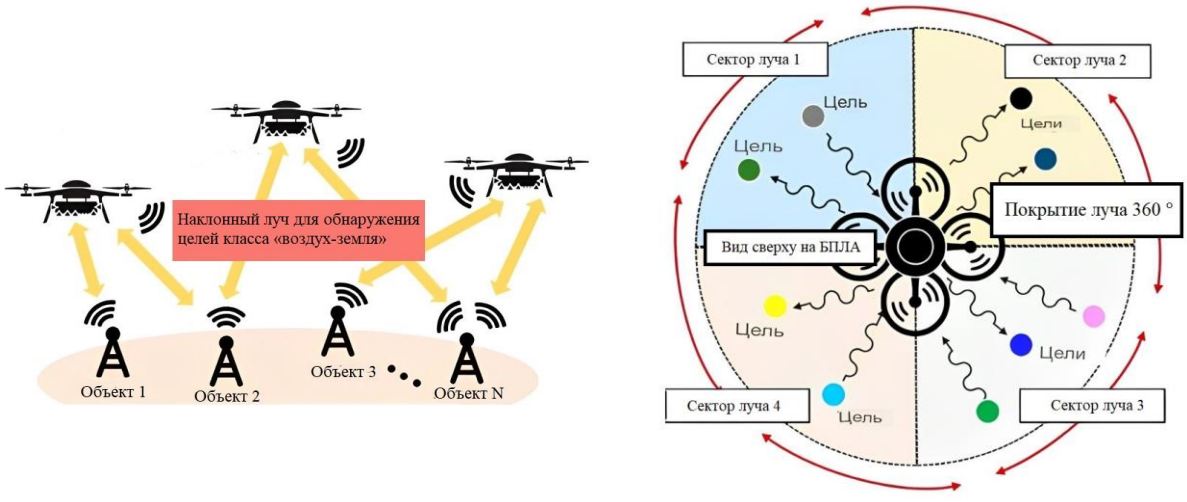
1. Введение

Многолучевые антенны существенно расширяют функциональные возможности систем, в состав которых входят, увеличивают пропускную способность и зону покрытия систем связи по сравнению с традиционными однолучевыми антеннами, обеспечивают оптимальное использование ресурсов, генерируя несколько лучей, многолучевые антенны могут одновременно обслуживать несколько пользователей или целей, повышая общую эффективность системы. Кроме того, многолучевые антенны позволяют повысить качество и надёжность сигнала. Направляя лучи в определённые стороны, антенная система может фокусировать передаваемый сигнал или принимать нужный сигнал с большим коэффициентом усиления, уменьшая помехи и увеличивая отношение сигнал/шум. Это приводит к улучшению характеристик и увеличению дальности действия для систем связи, а также расширению возможностей обнаружения и сопровождения целей для радиолокационных систем [1].

Многолучевые антенны нашли широкое применение при использовании для передачи информации между беспилотными летательными аппаратами и наземными комплексами управления (НКУ). К таким антеннам предъявляются особые требования, что делает их создание довольно сложной задачей. Несмотря на то, что в настоящее время уже существует множество разработок по различным видам антенн для БПЛА, эта область всё ещё нуждается в модернизации: как по созданию новых типов антенн, так и по применению уже существующих для решения новых задач.

2. Обоснование выбора конструкции многолучевой антенны для БПЛА

Поскольку уникальность применения БПЛА подчеркивается физическим расположением устройств связи, обычные антенные структуры не могут быть здесь эффективно использованы. Как описано на рисунке 1, а, пиковая линия визирования антенны должна находиться под наклоненным углом от центра БПЛА, так как целевые устройства связи или объекты находятся на земле, в то время как БПЛА находятся в воздухе.



а) б)

Рис. 1. Требуемые оптимальные характеристики антенн, установленных на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА): а) наклонный луч для связи «воздух-земля»; б) охват луча на 360° вокруг БПЛА для обнаружения целей.

Эта разница высот делает антенну планарного типа, такую как микрополосковая патч-антенна, непрактичной из-за ограниченной ширины луча по уровню половинной мощности, которая не может охватить объекты, широко распределённые относительно центра БПЛА. Вместо неё, как правило, используется простая монопольная антенна, но она плоха из-за низкого значения коэффициента усиления, поскольку для связи «воздух-земля» или обнаружения наземных целей требуется высокая направленность. Кроме того, дипольная антенна может быть использована для увеличения направленности, но она всё ещё имеет ограниченное покрытие луча и недостаточное усиление [2].

Таким образом, для оптимальной работы требуется наклонная диаграмма направленности (ДН) с достаточным усилением по направлению угла возвышения БПЛА, как показано на рисунке 1, а.

Кроме того, для оптимальной антенны БПЛА требуется широкий охват луча в азимутальной плоскости вокруг центра БПЛА, как показано на рисунке 1, б. Для обеспечения максимальной мобильности БПЛА и эффективности связи или обнаружения целей диаграмма направленности антенны должна охватывать все 360° вокруг БПЛА с достаточным коэффициентом усиления антенны.

Поскольку реализация одной антенны редко может обеспечить всё покрытие луча при достаточном усилении антенны, требуется интеграция нескольких антенн для формирования нужной диаграммы направленности.

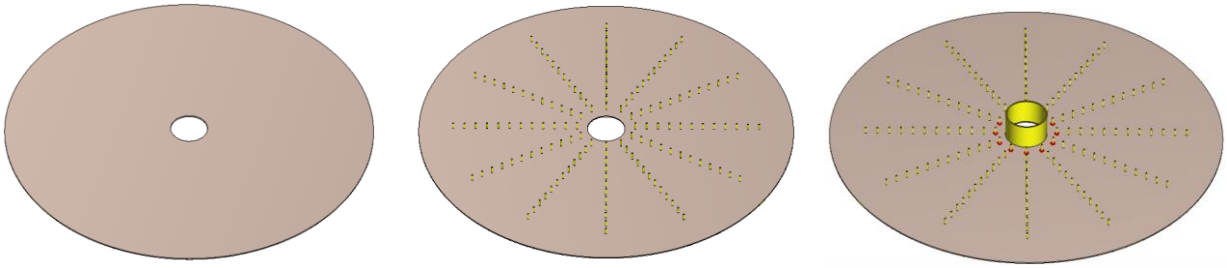
Таким образом, для рассматриваемого применения на БПЛА антенна должна иметь полноазимутальный охват в горизонтальной плоскости и наклонный луч в вертикальной плоскости. Чтобы покрывать всю горизонтальную плоскость, такие антенны должны быть многосекторными. К сожалению, антенны с острым лучом обычно слишком велики для пользовательского оконечного оборудования. Для преодоления этого недостатка в данной работе предложена новая антенная структура – многосекторная монопольная решётка Уда-Яги, установленная на плоскости земли.

3. Описание конструкции разрабатываемой многолучевой антенной системы

Нашей целью было создание низкопрофильной многолучевой антенны с высокой направленностью. Поверхностно-волновая антенна позволяет уменьшить размеры антенны. Существует два типичных вида антенн, использующих диэлектрический стержень и монопольную, или несимметричную, антенну Уда-Яги в антеннах поверхностных волн [3]. Монопольная антенна с решёткой Уда-Яги более проста в конструкции, изготовлении и настройке параметров, а также легко запитывается микрополосковыми цепями. В связи с этим была выбрана конструкция на основе несимметричной антенны Уда-Яги.

Разрабатываемая антенная система будет использоваться для передачи информации с БПЛА на частоте 5,8 ГГц, так как данная частота обеспечивает хороший баланс между пропускной способностью и дальностью. Задержка изображения при передаче очень мала и незаметна для восприятия человеческому глазу. На данный момент 5,8 ГГц является одним из лучших диапазонов для осуществления FPV (First Person View) полётов.

Разрабатываемая антенная система состоит из 12 направленных несимметричных антенн Уда-Яги, радиально установленных на круглой заземляющей пластине стеклотекстолита FR-4 толщиной 1,5 мм и толщиной проводящего слоя 35 мкм, что позволяет добиться уменьшения высоты антенны в 2 раза (рисунок 2, а).



а) б) в)

Рис. 2. Конфигурация разрабатываемой антенны: а) плоскость заземления; б) секторы с антеннами Уда-Яги; в) цилиндрический рефлектор.

В каждом сектора присутствуют активный излучатель и пассивные директоры, направляющие и усиливающие электромагнитную волну (рисунок 2, б). Для блокирования распространения волны в обратном направлении в центре плоскости заземления установлен рефлектор в виде общего экрана (рисунок 2, в), что облегчает изготовление антенны и обеспечивает хорошее передне-заднее отношение (ПЗО), предотвращая распространение электромагнитной волны в каждом из секторов в обратном направлении [4].

Многолучевая антенна имеет коммутируемую диаграмму направленности с секторами, представляющими из себя антенную решётку Уда-Яги с высоким коэффициентом направленного действия (КНД) и узким главным лепестком. Переключение диаграммы направленности (ДН) происходит последовательно с помощью коммутатора, который будет размещаться внутри цилиндрического рефлектора: для него в центре плоскости заземления сделано отверстие. Такое решение позволяет добиться значительного выигрыша в мощности по сравнению с антеннами, имеющими всенаправленную диаграмму направленности, и добиться более высоких значений КНД направленной ДН одного сектора [5, 6].

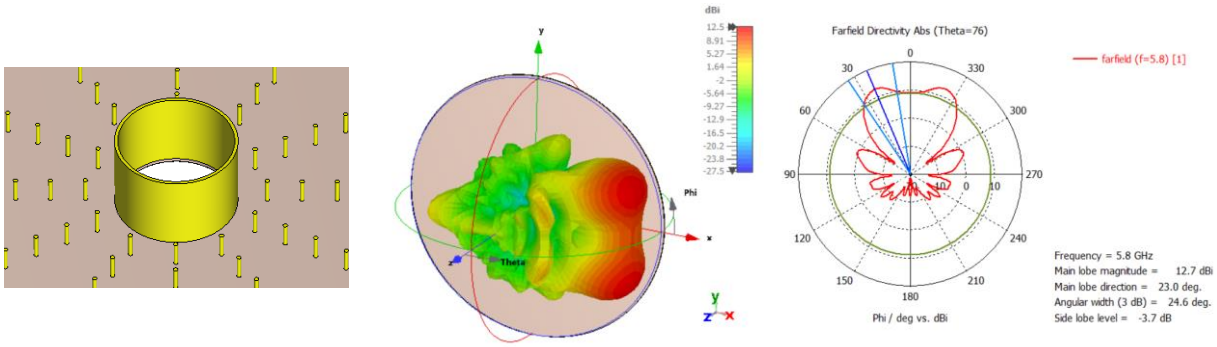
4. Оптимизация исходной конструкции антенны на основе параметрического анализа

Было сделано предположение о том, что установка в исходную конструкцию, представленную на рисунке 2, в, металлических рёбер толщиной 1 мм между массивами позволит добиться повышения стабильности диаграммы направленности за счёт подавления отражений от открытых активных излучателей, расположенных в соседних массивах. Для подтверждения данной гипотезы было проведено электродинамическое моделирование в программе DS CST Studio Suite двух конструкций многолучевой антенны: исходной, представленной на рисунке 2, в, и дополненной металлическими рёбрами.

Общий вид первой конструкции с результатами моделирования представлен на рисунке 3.

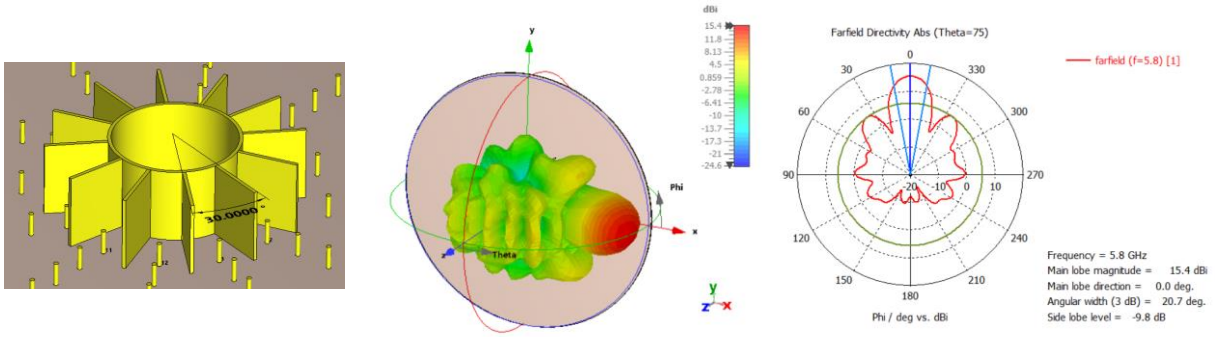
Из рисунка 3 видно, что на диаграмме направленности присутствуют два явных максимума ДН, а в главном направлении излучения наблюдается провал. Разделение главного лепестка можно объяснить влиянием излучения от активных элементов соседних массивов.

Поэтому в целях повышения развязки между портами антенны, а также стабильности диаграммы направленности, было осуществлено разделение секторов многолучевой антенны металлическими рёбрами (рисунок 4).



а) б) в)

Рис. 3. Конструкция без рёбер: а) общий вид конструкции; б) 3D- вид ДН одного сектора; в) вид ДН в плоскости угла возвышения.



а) б) в)

Рис. 4. Конструкция с рёбрами: а) общий вид конструкции; б) 3D- вид ДН одного сектора; в) вид ДН в плоскости угла возвышения.

Как видно из рисунка 4, вторая конструкция обеспечивает нужную, острую, форму главного лепестка диаграммы направленности с единственным максимумом, а также более высокую направленность (на 2,7 дБ) и меньший уровень боковых лепестков (на 6,1 дБ), чем первая конструкция.

Далее при выполнении работы по разработке и оптимизации конструкции исходной антенны было произведено исследование зависимости рабочих характеристик антенны от геометрических параметров, представленных на рисунке 5.

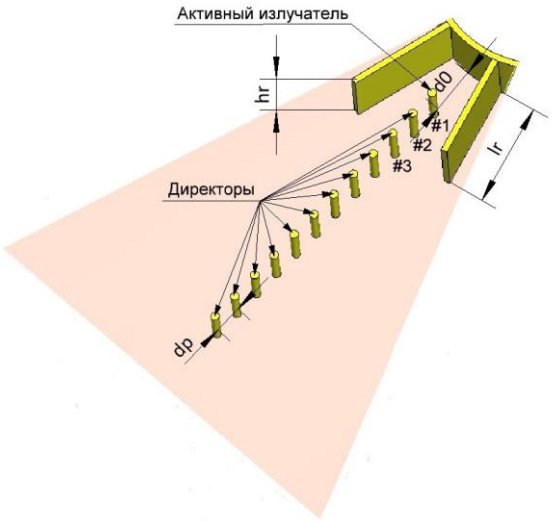


Рис. 5. Структура одного сектора разрабатываемой многолучевой антенны.

Основными задачами при проектировании являлись: высокая направленность и достаточная ширина луча в секторе, низкие уровни боковых лепестков, а также небольшие размеры антенны для удобства установки на БПЛА.

Исследовались параметрические зависимости от:

1) длины разделяющих рёбер *lr:* при длине металлических рёбер, меньше половины длины волны, главный лепесток диаграммы направленности имеет несколько максимумов, что может быть связано возбуждением соседних вибраторов, находящихся на небольшом расстоянии друг от друга. Дальнейшее увеличение длины разделяющих металлических пластин приводит к незначительному снижению значения КНД. А при длине ребра, равной длине волны, в главном лепестке диаграммы направленности вновь наблюдается появление нескольких максимумов. Поэтому оптимальным значением длины ребра в данной конструкции антенны является значение, равное половине длины волны.

2) числа рёбер (секторов): в целях повышения развязки между портами были проведены исследования параметров антенны при числе секторов от 6 до 12, в результате чего было установлено, что оптимальным соотношением рабочих характеристик обладает конструкция с 8 лучами по 45 градусов каждый, который позволил добиться допустимого значения параметра развязки S_{21}: менее «минус»30 дБ. Улучшение этого параметра наглядно представлено на рисунке 6.

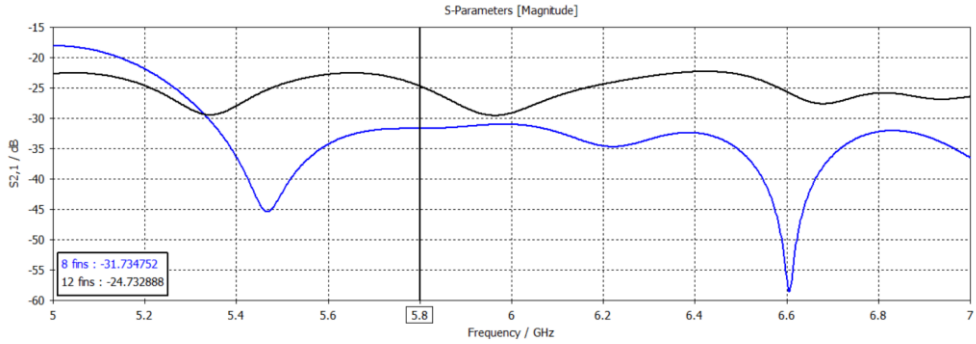


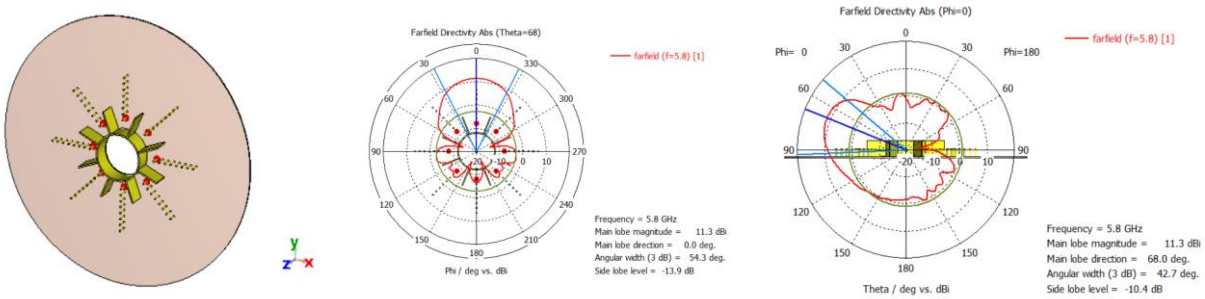
Рис. 6. Графики зависимости развязки от частоты для конструкции (с 12 рёбрами – чёрный график, с 8 рёбрами – синий график).

3) высоты цилиндрического рефлектора *hr*: изменение высоты рефлектора существенно влияет на уровень боковых лепестков: чем выше рефлектор, тем больше боковые лепестки, так как с увеличением высоты рефлектора появляется больше отраженных по наклонной траектории от металлического рефлектора электромагнитных волн, которые, складываясь в точке установки активного излучателя, создают негативные искажения формы диаграммы направленности.

4) расстояния между рефлектором и активным элементом #1 – *d0* и расстояния между проволочными элементами *dp*: рабочие характеристики разрабатываемой конструкции антенны слабо чувствительны к изменению расстояний между рефлектором и активным вибратором, а также между директорами, что, несомненно, является достоинством данной конструкции антенны, так как погрешности при разработке не будут значительно влиять на её параметры.

5) числа директоров: при увеличении числа директоров происходит постепенное значительное сужение ДН, увеличение КНД и уменьшение уровня боковых лепестков.

Таким образом, на основании описанного выше анализа была проведена оптимизации исходной конструкции антенны и предложен вариант конечной конструкции многолучевого антенного устройства (рисунок 7)



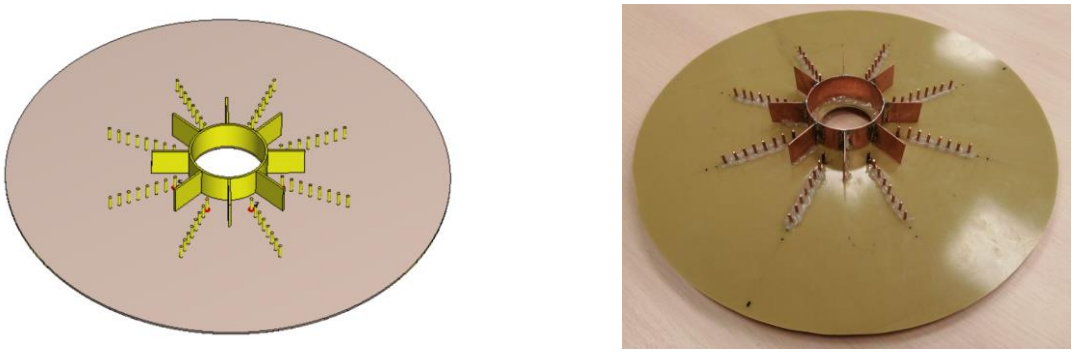
а) б) в)

Рис. 7. Разработанная конструкция многолучевой антенны: а) общий вид конструкции; б) вид ДН в плоскости угла возвышения; в) вид ДН в вертикальной плоскости.

Разработанная антенна с диаметром плоскости заземления, равным шести длинам волн, или 310 мм, обеспечивает достаточные значения рабочих характеристик антенны: КНД – 11,3 дБ, ширина главного лепестка ДН по уровню 3 дБ составляет оптимальное значение 54,3°, обеспечивая достаточное перекрытие лепестков соседних секторов в 5° с каждой стороны, уровень боковых лепестков достаточно мал и составляет «минус» 13,9 дБ. У такой антенны максимум ДН в вертикальной плоскости будет отклонён от горизонтали на 22°, а ширина главного лепестка ДН в вертикальной плоскости составляет 42,7°. Такая ширина луча обеспечит гарантированное покрытие НКУ даже при условии, что БПЛА будет находиться на высоте 500 м. К тому же конструкция компактна и удобна в использовании на БПЛА.

5. Экспериментальное исследование

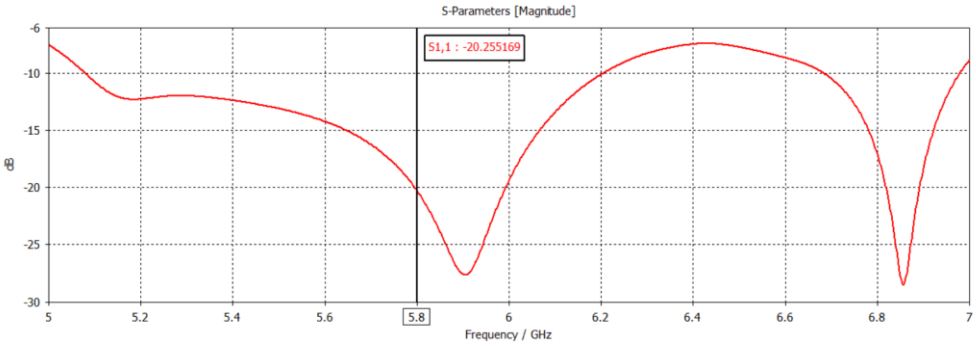
Последним этапом работы была разработка экспериментального макета предложенной конструкции антенны, его вид приведен на рисунке 8.



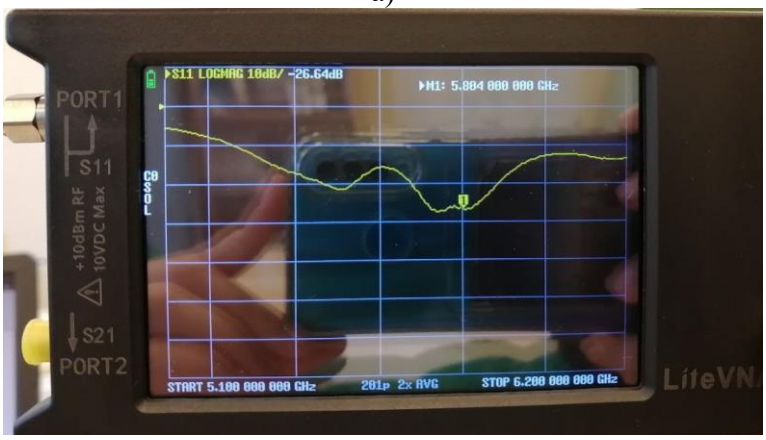
а) б)

Рис. 8. Общий вид разработанной конструкции многолучевой антенны: а) собранная в программе DS CST Studio Suite; б) собранный макет.

Далее на основе макета разработанной многолучевой антенны производились измерения при помощи векторного анализатора цепей. В результате измерений было получено значение параметра согласования S_{11}, близкое к расчётным и доказано, что разработанная антенна обладает хорошим согласованием на частоте 5,8 ГГц (рисунок 9).



а)



б)

Рис. 9. S_{11}-параметры: а) результат моделирования в программе DS CST Studio Suite; б) результат экспериментальных измерений собранного макета с помощью векторного анализатора.

Погрешности, образованные при отражении, ввиду отсутствия безэховой камеры привели к незначительному искажению результатов. Таким образом было подтверждено соответствие результатов электродинамического моделирования и экспериментальных измерений.

6. Заключение

Разработанная антенна представляет собой низкопрофильную многолучевую антенну, обладающей достаточно простой конструкцией и небольшими габаритными размерами: имеющую 45-градусный луч с восемью секторами; высота антенны составляет 21 мм, диаметр плоскости земли 310 мм, длина решётки – 90 мм.

Антенна является довольно компактной, что позволяет разместить её на беспилотном летательном аппарате.

К достоинствам разработанного многолучевого антенного устройства можно отнести простоту изготовления конструкции, сравнительно небольшие габариты и вес конструкции, дешевизну, а также высокое для многолучевой антенны значение КНД.

7. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011).

Литература

1. Nguyen T. P., Pichot Ch., Migliaccio C., Menzel W. Study of folded reflector multibeam antenna with dielectric rods as primary source. // IEEE Antennas Propagat, 2009, Vol. 8 – pp. 786-789.
2. Hall P. S., Vetterlein S. J., Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam // IEE Proc. Microw. Antennas Propagat, 1990, Vol. 137. – pp. 293-303.
3. Chen S., Zhao J., The requirements, challenges, and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication // IEEE Commun. Mag, 2014. Vol. 52. – pp. 36-43.
4. Ranjan P., Jhariya D.K., Gupta M., Next-Generation Antennas: Advances and Challenges. Wiley-Scrivener, 2021. – 304 p.
5. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. Wiley-Interscience, 2005. – 1136 p.
6. Romanofsky R. R. Advances in scanning reflectarray antennas based on ferroelectric thin-film phase shifters for deep-space communications // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019. – pp. 725-726.

References

1. Nguyen T. P., Pichot Ch., Migliaccio C., Menzel W. Study of folded reflector multibeam antenna with dielectric rods as primary source. // IEEE Antennas Propagat, 2009, Vol. 8 – pp. 786-789.
2. Hall P. S., Vetterlein S. J., Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam // IEE Proc. Microw. Antennas Propagat, 1990, Vol. 137. – pp. 293-303.
3. Chen S., Zhao J., The requirements, challenges, and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication // IEEE Commun. Mag, 2014. Vol. 52. – pp. 36-43.
4. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. Wiley-Interscience, 2005. – 1136 p.
5. Romanofsky R. R. Advances in scanning reflectarray antennas based on ferroelectric thin-film phase shifters for deep-space communications // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019. – pp. 725-726.
6. Ranjan P., Jhariya D.K., Gupta M., Next-Generation Antennas: Advances and Challenges. Wiley-Scrivener, 2021. – 304 p.

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЛУЧЕВЫХ ТРАЕКТОРИЙ В ПЛАВНО-НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ

В.В. Ахияров

АО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (АО НПК НИИДАР), Москва, Россия

Аннотация. В работе представлен вывод уравнения лучей в плавно-неоднородной среде в приближении геометрической оптики. Представлены результаты расчета лучевых траекторий для линейного и полубесконечного линейного слоя, а также для ионосферы с высотным профилем электронной концентрации по модели Эпштейна. Выполнено сравнение полученных результатов с расчетами методом параболического уравнения.

Ключевые слова: геометрическая оптика, лучевая траектория, показатель преломления, ионосфера.

ANALYTICAL RESULTS FOR RAY TRACING IN A SMOOTHLY INHOMOGENEOUS MEDIUM

V. V. Akhiyarov

Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications (SRI for LDRC), Moscow, Russia

Abstract. The paper presents the ray equation in a smoothly inhomogeneous medium in the geometrical optics approximation. The results of the ray tracing for a linear and semi-infinite linear layer, as well as for the ionosphere with an electron concentration profile according to the Epstein model, are presented. A comparison of the obtained results with calculations by the parabolic equation method is performed.

Keywords: geometrical optics, ray tracing, refractive index, ionosphere.

1. Введение

Существует достаточно широкий круг задач, связанных с распространением радиоволн в плавно-неоднородных средах. Как правило, такие задачи решаются прямыми численными методами, которые можно условно разделить на лучевые и волновые. Наиболее распространенным лучевым подходом является метод бихарактеристик [1], основанный на численном решении системы обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ), которые были получены в приближении геометрической оптики (ГО) [2]. Волновой метод основан на решении параболического уравнения (ПУ) [3]. Изначально метод ПУ рассматривался как малоугловое приближение для уравнения Гельмгольца и использовался при расчете напряженности поля вблизи земли с учетом геометрии рельефа [4], а также при наличии приземного тропосферного волновода [5]. В дальнейшем удалось частично снять ограничения, связанные с малоугловым приближением и существенно расширить круг решаемых задач [6, 7, 8, 9, 10].

С другой стороны, если показатель преломления среды изменяется только по одной координате, существует возможность очень простого расчета лучевых траекторий в приближении ГО. При этом вместо системы ОДУ требуется решить одно уравнение, которое интегрируется в квадратурах, т.е. задача сводится к вычислению определенного интеграла в каждой точке лучевой траектории. Естественно, использование такого подхода не позволяет охватить всего многообразия задач, связанных с

распространением волн в плавно-неоднородных средах, однако его несомненным достоинством является простота использования и наглядность получаемых результатов.

2. Расчет лучевых траекторий методом геометрической оптики

В плавно-неоднородной среде решение уравнения Гельмгольца

$$\Delta u(\boldsymbol{r}) + k_0^2 n^2(\boldsymbol{r}) u(\boldsymbol{r}) = 0 \qquad (1)$$

можно представить в виде «почти плоской» волны

$$u(\boldsymbol{r}) = A(k_0, \boldsymbol{r}) e^{-jk_0 \psi(\boldsymbol{r})}, \qquad (2)$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda$, $n(\boldsymbol{r})$ – закон изменения показателя преломления.

Таким образом, решение (1) сводится к определению амплитуды $A(k_0, \boldsymbol{r})$ и фазы $k_0 \psi(\boldsymbol{r})$, при этом амплитуда и фаза имеют функциональную зависимость от длины волны.

Амплитуду $A(k_0, \boldsymbol{r})$ можно представить в виде ряда по обратным степеням волнового числа, первый член которого $A_0(\boldsymbol{r})$ соответствует приближению ГО и в этом случае амплитуда поля уже не зависит от длины волны.

Функция $\psi(\boldsymbol{r})$ называется эйконалом (оптическим путем волны), имеет размерность длины и удовлетворяет уравнению:

$$(\nabla \psi)^2 = n^2, \qquad (3)$$

которое принадлежит к классу уравнений Гамильтона-Якоби и может быть представлено в виде:

$$\mathrm{H}(p_i, q_i) = 0, \qquad (4)$$

где q_i – координаты (i = 1, 2, 3) вектора $\boldsymbol{r}$, $p_i = \partial\psi/\partial q_i$.

Для гамильтониана $\mathrm{H}(p_i, q_i)$ с учетом уравнения эйконала (3) используется следующее представление [2]:

$$\mathrm{H} = \frac{1}{2}\left[\boldsymbol{p}^2 - n^2(\boldsymbol{r})\right], \qquad (5)$$

где $\boldsymbol{p} = \nabla\psi$.

Решение (4) сводится к интегрированию характеристической системы ОДУ [2]:

$$\frac{dq_i}{\partial \mathrm{H}/\partial p_i} = -\frac{dp_i}{\partial \mathrm{H}/\partial q_i}. \qquad (6)$$

Приравнивая (6) к дифференциалу вспомогательной переменной $d\tau$, получим:

$$\frac{dq_i}{\partial\tau}=\frac{d\mathrm{H}}{\partial p_i},\quad \frac{dp_i}{\partial\tau}=-\frac{d\mathrm{H}}{\partial q_i}. \tag{7}$$

Ограничимся рассмотрением двумерной задачи в декартовых координатах и будем считать, что $q_1=x$ и $q_2=z$, а показатель преломления $n(z)$ зависит только от одной координаты. В этом случае систему ОДУ (7) с гамильтонианом (5) можно представить в виде:

$$\frac{dx}{d\tau}=p_x,\quad \frac{dz}{d\tau}=p_z, \tag{8.а}$$

$$\frac{dp_x}{d\tau}=0,\quad \frac{dp_z}{d\tau}=\frac{1}{2}\frac{dn^2}{dz}. \tag{8.б}$$

Из (8.б) и уравнения эйконала $p_x^2+p_z^2=n^2(z)$ следует:

$$p_x=const=p_x^0,\ p_z=\pm\sqrt{n^2(z)-\left(p_x^0\right)^2}. \tag{9}$$

Далее из (8.а) с учетом (9) получим итоговое уравнение:

$$\frac{dx}{dz}=\pm\frac{p_x^0}{\sqrt{n^2(z)-\left(p_x^0\right)^2}}, \tag{10}$$

где знак «+» соответствует восходящей ветви луча, а «–» – нисходящей ветви.

При наличии точки поворота луча решение ОДУ (10) в плоско-слоистой среде имеет вид:

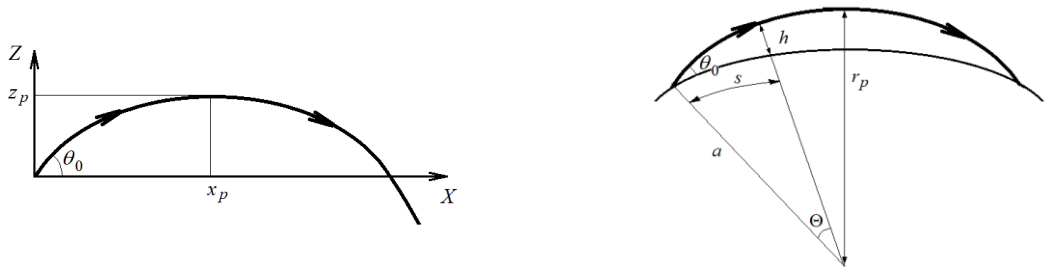
$$x(h)=x^0+\left(\int_{z_0}^{z_p}\mp\int_{h}^{z_p}\frac{p_x^0}{\sqrt{n(z)^2-\left(p_x^0\right)^2}}dz\right), \tag{11}$$

где $\left(x^0,z^0\right)$ – координаты точки выхода луча, z_p – высота точки поворота, h – текущая высота лучевой траектории, знак «–» берется до точки поворота, знак «+» – после нее.

Будем считать, что источник расположен в начале координат $(0,0)$, а $\left(x_p,z_p\right)$ определяет точку поворота (см. рис.1.а). С использованием обозначения $p_x^0=n(0)\cos(\theta_0)$ было получено [2]:

$$x=\left(\int_{z_0}^{z_p}\mp\int_{h}^{z_p}\frac{\cos(\theta_0)n(0)}{\sqrt{n(z)^2-\cos(\theta_0)^2n(0)^2}}dz\right), \tag{12}$$

где θ_0 – угол выхода луча (см. рис.1).



а) б)

Рис. 1. Лучевая траектория в плоско-слоистой (а) и в сферически-слоистой (б) среде.

Отметим, что в [2] угол выхода луча отсчитывался от оси *Z*, а в данной работе – от оси *X*. Поэтому в (12) была выполнена замена $\sin(\theta_0) \to \cos(\theta_0)$.

Совершенно аналогично можно определить лучевые траектории для сферически-слоистой среды (см. рис.1.б) применительно к задаче распространения радиоволн КВ-диапазона в ионосфере Земли [2]:

$$\Theta = \left(\int_a^{r_p} \mp \int_{a+h}^{r_p} \frac{\rho}{r\sqrt{r^2 n(r)^2 - \rho^2}} dr \right), \qquad (13)$$

где Θ – центральный угол, a – радиус Земли, r_p – высота точки поворота (от центра Земли), h – высота (над Землей), $\rho = r_p n(r_p - a)$. Расстояние по дуге Земли – $s = a\Theta$.

3. Результаты расчетов

Для того, чтобы наглядно представить различие между лучевым и волновым методом, было выполнено сравнение расчетов по (12) с результатами, полученными методом параболического уравнения (ПУ). Как показали результаты расчетов, стандартное (ПУ) не обеспечивает требуемой точности вычислений в плавно-неоднородной среде, если показатель преломления изменяется в достаточно широких пределах (это имеет место при расчете линзовых антенн и при распространении КВ-радиоволн в ионосфере). Поэтому в данной работе было использовано ПУ, полученное в [11] для линзовых антенн:

$$\frac{\partial u(x,z)}{\partial x} = -jk(z)\left(1 - \sqrt{\frac{1}{k(z)^2}\frac{\partial^2}{\partial z^2} + 1}\right)u(x,z) + jk_0(n(z)-1)u(x,z), \qquad (14)$$

где $k(z) = k_0 n(z)$.

Отличие (14) от стандартного ПУ заключается в замене k_0 на функциональную зависимость $k(z)$ в первом слагаемом правой части данного уравнения. Также отметим, что расчеты по (12) и (13) не зависят от длины волны, при решении ПУ (14) для определенности было выбрано значение $\lambda = 50\,м$.

На рис.2.а представлены результаты расчетов лучевых траекторий для линейного слоя $n^2(z) = 1 - bz$ с координатами точки поворота $x_p = \sin(2\theta_0)/b$ и $z_p = \left(1 - \cos^2(\theta_0)\right)/b$. Лучевые траектории были построены при изменении угла выхода

луча θ_0 от 2^0 до 88^0 с шагом 2^0, выбранное значение $b = 0{,}002$ ограничивает высоту при вертикальном распространении величиной 500 км. Видно, что лучевые траектории и каустика (пунктир на рис.2.а) являются параболами, при этом каустика не имеет особенностей как при положительных, так и при отрицательных значениях z. Для сравнения на рис.2.б представлены результаты расчетов методом параболического уравнения (ПУ) для того же самого высотного профиля $n(z)$. Сравнение рис.2.а и рис.2.б показывает, что метод ПУ с хорошей точностью определяет каустику, а отсутствие поля при больших углах выхода луча соответствует ограничению метода ПУ.

Иная картина наблюдается для того же самого линейного слоя $n^2(z) = 1 - bz$ при $z \geq 0$ и $n^2(z) = 1$ при $z < 0$, т.е. для полубесконечного линейного слоя. Как видно из результатов, представленных на рис.3.а, в семействе лучей появляется каустическая особенность. Результаты расчетов методом параболического уравнения приводят к аналогичному результату (см. рис.3.б).

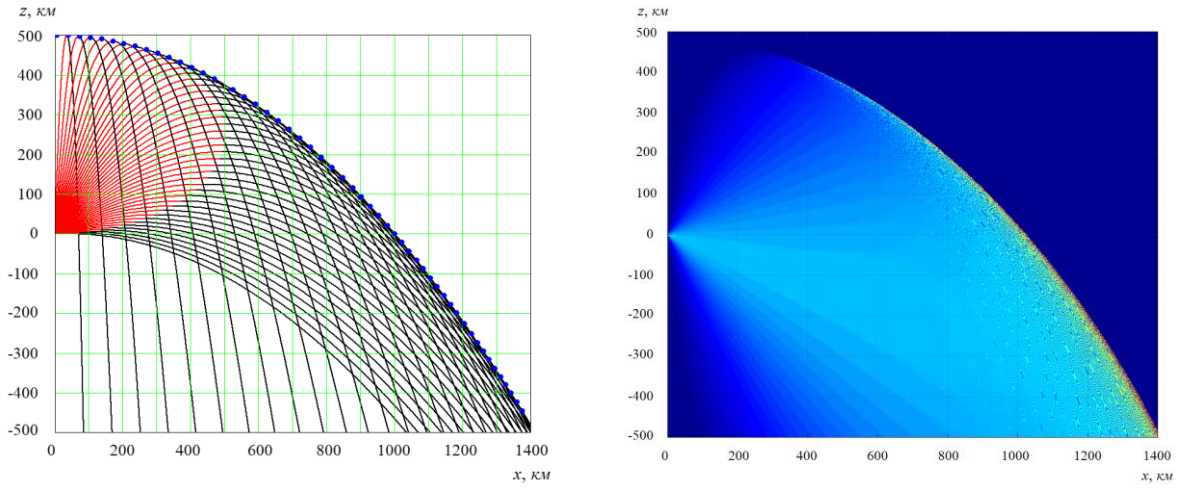
Далее рассмотрим задачу распространения радиоволн в сферически-слоистой ионосфере с высотным профилем электронной концентрации по модели Эпштейна:

$$N_{Epstein}(z) = \frac{4N_{\max}}{\left(1 + \mathrm{e}^{\frac{z - z_{\max}}{B}}\right)^2} e^{\frac{z - z_{\max}}{B}}, \qquad (15)$$

где $N_{\max}$ и $z_{\max}$ – максимальная электронная концентрация и соответствующая ей высота, B – полутолщина слоя. Для расчета высотного профиля электронной концентрации были выбраны значения $N_{\max} = 2{,}7 \cdot 10^{11}$ *эл/м*^{3}, $z_{\max} = 250$ *км* и $B = 35$ *км*, а высотная зависимость показателя преломления ионосферы определялась выражением:

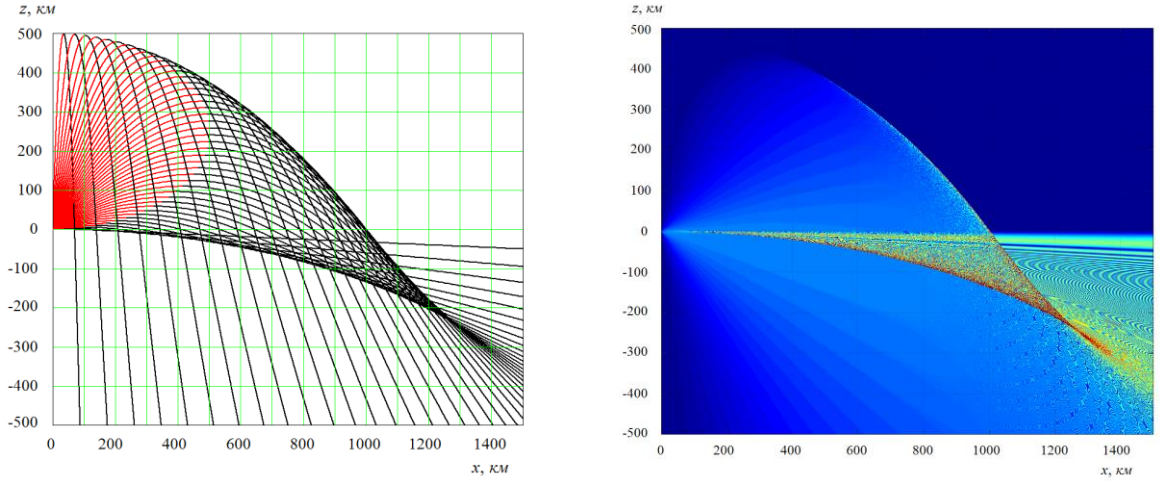
$$n(z) = \sqrt{1 - 80{,}6 \frac{N_{Epstein}(z)}{f^2}}. \qquad (16)$$

На рис.4 представлены результаты расчетов для ионосферы по модели Эпштейна без учета отражения радиоволн от земли. Поскольку ионосфера полагалась сферически-слоистой, расчеты лучевых траекторий выполнялись по (13). Видно, что как и в двух предыдущих случаях, наблюдается полное соответствие расчетов лучевым и волновым методом (лучевые траектории вычислялись с шагом 2^0 при изменении угла выхода луча θ_0 от 4^0 до 48^0).



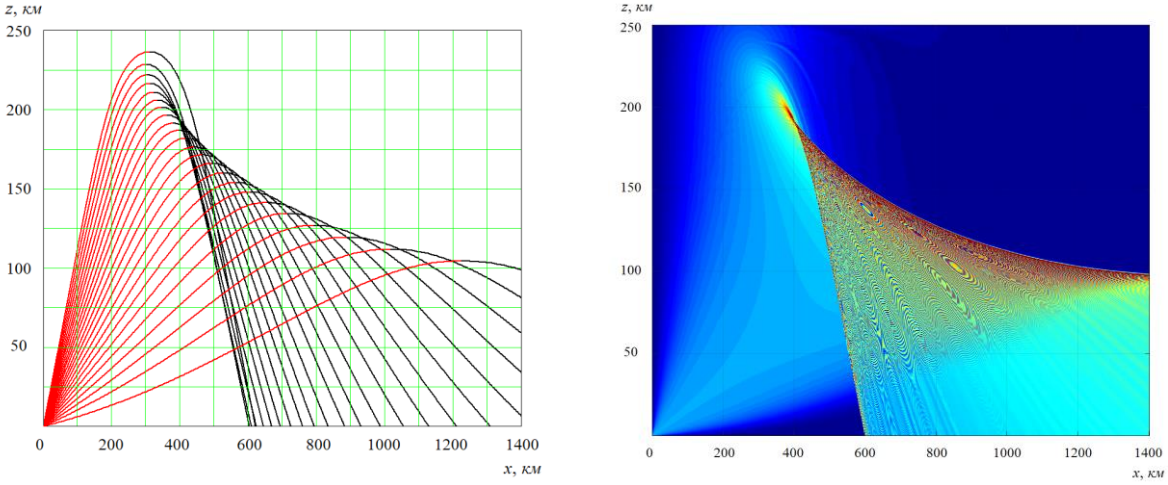
а) б)

Рис. 2. Лучевые траектории (а) и решение методом ПУ (б) для линейного слоя.



а) б)

Рис. 3. Лучевые траектории (а) и решение методом ПУ (б)
для полубесконечного линейного слоя.



а) б)

Рис. 4. Лучевые траектории (а) и решение методом ПУ (б)
для ионосферы по модели Эпштейна.

4. Заключение

Таким образом, в работе рассмотрена задача вычисления лучевых траекторий при распространении радиоволн в плавно-неоднородных средах. Использование предположения о том, что показатель преломления изменяется только по одной координате, позволяет свести рассматриваемую задачу к вычислению интеграла вдоль лучевой траектории. Сравнение результатов, полученных методом геометрической оптики и методом ПУ, показывает очень хорошее соответствие при расчете полей в плавно-неоднородных средах.

Литература

5. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Кирьянова К.С. Метод расширенной бихарактеристической системы при моделировании распространения радиоволн в ионосферной плазме // Радиотехника и электроника, 2012, Т. 57, № 9. - С. 1028-1034.
6. Кравцов Ю.А., Орлов Ю.И. Геометрическая оптика неоднородных сред. М.: Наука, 1980. - 304 с.
7. Levy M.F. Parabolic equation method for electromagnetic wave propagation. London: IEE, 2000. - 336 p.
8. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления над земной поверхностью методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники, 2012. - №1. http://jre.cplire.ru/jre/jan12/16/text.pdf, 20.01.2024.
9. Ахияров В.В., Чернавский С.В. Использование численных методов для изучения условий распространения радиоволн // Радиотехника, 2011, № 10. - С. 101-110.
10. Ахияров В.В. Решение задач дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы, 2012, № 11. - С. 24-30.
11. Ахияров В.В. Результаты решения скалярных задач излучения и дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы, 2014, № 2. - С. 12-18.
12. Ахияров В.В., Калошин В.А., Никитин Е.А. Исследование широкополосных планарных линз Люнебурга // Журнал радиоэлектроники, 2014, № 1. http://jre.cplire.ru/jre/jan14/18/text.pdf, 20.01.2024.
13. Ахияров В.В. Моделирование дальнего тропосферного распространения радиоволн методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники, 2022, № 1. http://jre.cplire.ru/jre/jan22/6/text.pdf, 20.01.2024.
14. Ахияров В.В., Тютин И.В., Сапрыкин С.Д. Моделирование распространения радиоволн КВ диапазона в ионосфере Земли // Сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции «Распространение радиоволн», Йошкар-Ола, 2023.- С. 475-478.
15. Ахияров В.В. Исследование линзовых антенн из неоднородного диэлектрика методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники, 2015, № 12. http://jre.cplire.ru/jre/dec15/13/text.pdf, 20.01.2024.

References

1. Krjukovskij A.S., Lukin D.S., Kir’janova K.S. The method of extended bicharacteristic system for modeling of radio wave in ionospheric plasma // Journal of Communications Technology and Electronics, 2012, Vol. 57, № 9. - Pp. 1028-1034.
2. Kravtsov Ju. A., Orlov Ju. I. Geometrical optics of inhomogeneous media. M.: Nauka, 1980. - 304 p.
3. Levy M.F. Parabolic equation method for electromagnetic wave propagation. London: IEE, 2000. - 336 p.

4. Akhiyarov V.V. Path loss prediction over irregular terrains based on parabolic equation // Journal of Radio Electronics, 2012, No. 1. http://jre.cplire.ru/jre/jan12/16/text.pdf, 20.01.2024.
5. Akhiyarov V.V., Chernavskiy S.V. Usage of Numerical Methods for the Radio Waves Propagation Studying // Journal Radioengineering, 2011, No. 10. - Pp. 100-110.
6. Akhiyarov V.V. Solving diffraction problems by parabolic equation method // Electromagnetic waves and electronic systems, 2012, No. 11. - Pp. 24-30.
7. Akhiyarov V.V. The results of radiation and scalar diffraction problems solution using parabolic equation technique // Electromagnetic waves and electronic systems, 2014, No. 2. - Pp. 12-18.
8. Akhiyarov V.V., Kaloshin V.A., Nikitin E.A. Investigation of wide-band planar Luneburg lenses // Journal of Radio Electronics, 2014, № 1. http://jre.cplire.ru/jre/jan14/18/text.pdf, 20.01.2024.
9. Akhiyarov V.V. Modeling of tropospheric radio wave propagation by the parabolic equation method // Journal of radio electronics, 2022, No. 1. http://jre.cplire.ru/jre/jan22/6/text.pdf, 20.01.2024.
10. Akhiyarov V.V., Tjutin I.V., Saprykin S.D. Modeling of the HF radio wave propagation in the ionospere // Proceeding of XVIII International open scientific conference «Radio wave propagation», Joshkar-Ola, 2023. - Pp. 475-478.
11. Akhiyarov V.V. Using parabolic equation technique for inhomogeneous dielectric lens antenna investigation // Journal of Radio Electronics, 2015, № 12. http://jre.cplire.ru/jre/dec15/13/text.pdf. 20.01.2024.

РЕКОНФИГУРИРУЕМАЯ ПЛАЗМЕННАЯ АНТЕННА С КРУГОВЫМ РЕФЛЕКТОРОМ

И.А. Баранников[1], С.М. Фёдоров[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе рассматривается конструкция антенны с круговым рефлектором. Ее особенностью является использование плазмы в качестве проводящих поверхностей излучателя и рефлектора. При этом рефлектор представляет собой сектор окружности, состоящий из активных плазменных элементов, другая же часть плазменных элементов выключена и пропускает электромагнитное излучение. Это позволяет динамически изменять направление диаграммы направленности антенны за счет включения и выключения определенных групп плазменных элементов, составляющих рефлектор антенны. Помимо этого, за счет изменения плазменной частоты всех элементов возможно изменение рабочего диапазона антенны. Полученная конструкция имеет коэффициент направленного действия, равный 7.47 дБи. Коэффициент полезного действия антенны составляет не менее 69 % на всем рабочем диапазоне, который, с учетом возможности перестройки, расположен на частотах от 547.7 до 603.7 МГц.

Ключевые слова: плазменные антенны, рефлекторные антенны, плазма.

RECONFIGURABLE PLASMA ANTENNA WITH CIRCULAR REFLECTOR

I.A. Barannikov[1], S.M. Fedorov[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The report discusses the design of an antenna with a circular reflector. Its distinctive feature is the use of plasma as the conducting surfaces of the emitter and reflector. The reflector is a sector of a circle consisting of active plasma elements, while the other part of the plasma elements is turned off and allows electromagnetic radiation to pass through. This allows to dynamically change the direction of the antenna's radiation pattern by turning on and off certain groups of plasma elements that make up the antenna reflector. In addition, by changing the plasma frequency of all elements the operating range of the antenna can be changed. The resulting structure has a directivity coefficient of 7.47 dBi. The efficiency of the antenna is at least 69% over the entire operating range, which, taking into account the possibility of tuning, is located at frequencies from 547.7 to 603.7 MHz.

Keywords: plasma antennas, reflector antennas, plasma.

1. Введение

Применение плазмы в антеннах позволяет осуществлять динамическое изменение их параметров, таких как диапазон рабочих частот, диаграмма направленности, коэффициент направленного действия (КНД). При этом отсутствует необходимость в использовании дополнительных технических средств. Особенностью плазменных антенн является применение контролируемой плазмы в качестве проводящей поверхности, что позволяет изменять ее характеристики в любой момент времени. Помимо этого устройства формирования плазмы можно выключать и таким образом менять сформированную проводящую поверхность.

Основным параметром плазмы, определяющем ее взаимодействие с электромагнитными волнами является плазменная частота [1], определяемая следующим выражением (1):

$$\omega_p = \sqrt{\frac{4\pi n e^2}{m_e}}, \quad (1)$$

где n – концентрация свободных электронов или мера ионизации плазмы,
e – заряд электрона,
m_e – масса электрона.

В случае, если плазменная частота значительно превышает частоту электромагнитного излучения, плазма ведет себя как проводник. Если плазменная частота примерно равна частоте электромагнитного излучения, то часть энергии излучения будет поглощаться, а при частоте излучения большей плазменной частоты, плазма будет прозрачной для оного.

Эффективность плазменных антенн подтверждается результатами исследования [2]. Авторы проводят сравнение характеристик антенн идентичных конструкций, но имеющих различные проводящие поверхности, а именно: медь, плазма и соленая вода. Для оценки характеристик производилось электродинамическое моделирование. Результаты показали незначительное ухудшение характеристик излучения антенн, изготовленных из плазмы по сравнению с медными.

В работе [3] приводятся возможности динамической перестройки рабочей частоты плазменной антенны в виде простого диполя. Авторы продемонстрировали, что за счет изменения плазменной частоты возможно изменять рабочую частоту антенны. Также приводится сравнение характеристик антенны, полученных экспериментально и посредством результатов моделирования, которые показывают, что моделирование способно давать результаты, близкие к реальным.

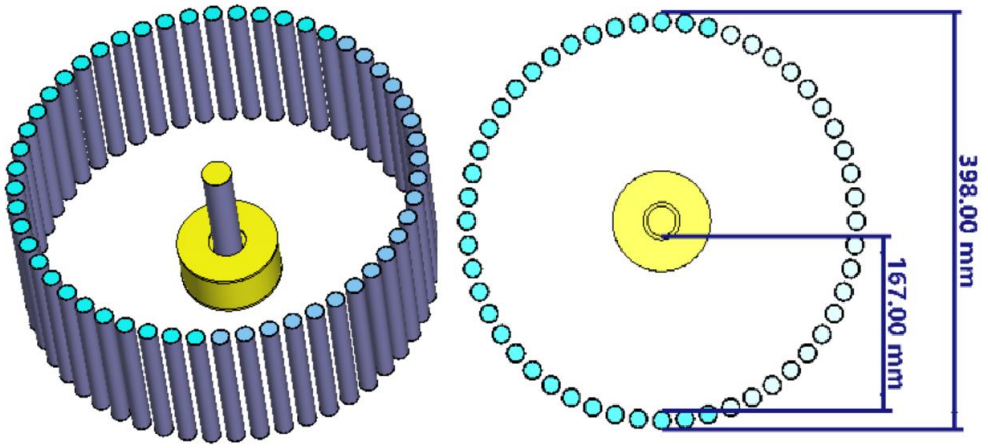
В статьях [4-6] приводятся различные конструкции рефлекторных антенн, отражающие части которых выполнены из плазмы. Все приведенные конструкции демонстрируют возможность динамического формирования проводящих поверхностей, позволяющей осуществлять вращение основного луча диаграммы направленности антенны без использования сложных технических средств, что особенно применимо в задачах радиолокации и пеленгации.

Работа [7] посвящена исследованию применения плазмы в антенной решетке, предназначенной для многолучевых систем связи. Авторы предлагают конструкцию круговой антенной решетки на основе антенны Уда-Яги, способной осуществлять динамическое изменение направления луча и КНД антенны за счет включения и выключения определенных групп плазменных элементов. Полученные результаты показали высокую эффективность предложенной конструкции и хорошую схожесть результатов моделирования и практических измерений.

2. Конструкция антенны

Формирование плазмы возможно осуществлять различными способами. В данной работе будет рассматриваться конструкция антенны, построенной из газоразрядных трубок, формирующих плазму за счет подачи напряжения на концы стеклянной трубки с контактами на концах, заполненной инертным газом.

Сама антенна представляет собой рефлектор в виде сектора окружности с диполем, расположенным в ее центре и выступающем в качестве излучателя (рис. 1).



а) б)

Рис. 1. Внешний вид конструкции антенны: а) общий вид; б) вид сверху

Радиус окружности составляет 190 мм. В центре окружности расположен плазменный диполь, а по самой окружности расставлены 52 плазменных элемента. Использование плазменного диполя в качестве излучателя позволяет осуществлять изменение рабочего диапазона антенны.

Плазменные элементы рефлектора имеют высоту 155 мм, внешний диаметр составляет 18 мм, а внутренний 16 мм (рис. 2). Для формирования поверхности рефлектора используется 31 активный элемент, остальные выключены.

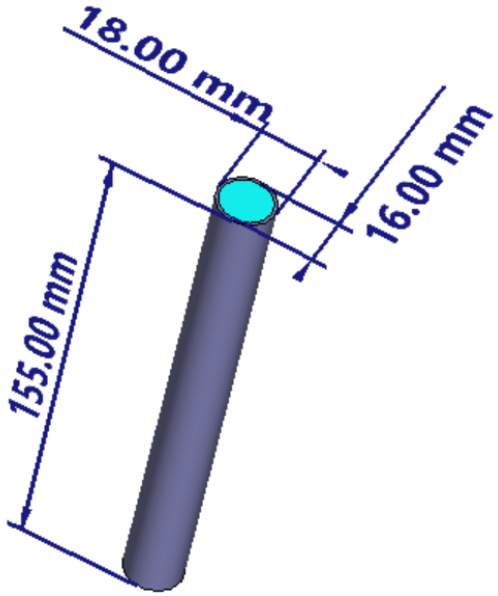


Рис. 2. Конструкция элемента отражателя

Конструкция излучателя представлена на рис. 3. Он представляет собой металлический колодец высотой 47 мм и радиусом 96 мм. Сверху и снизу колодец закрыт крышками, при этом на верхней есть отверстие радиусом 36 мм, в которое помещается газоразрядная трубка высотой 153 мм.

Плазменная частота рассматриваемой конструкции может меняться от 3.3 ГГц до 3.6 ГГц.

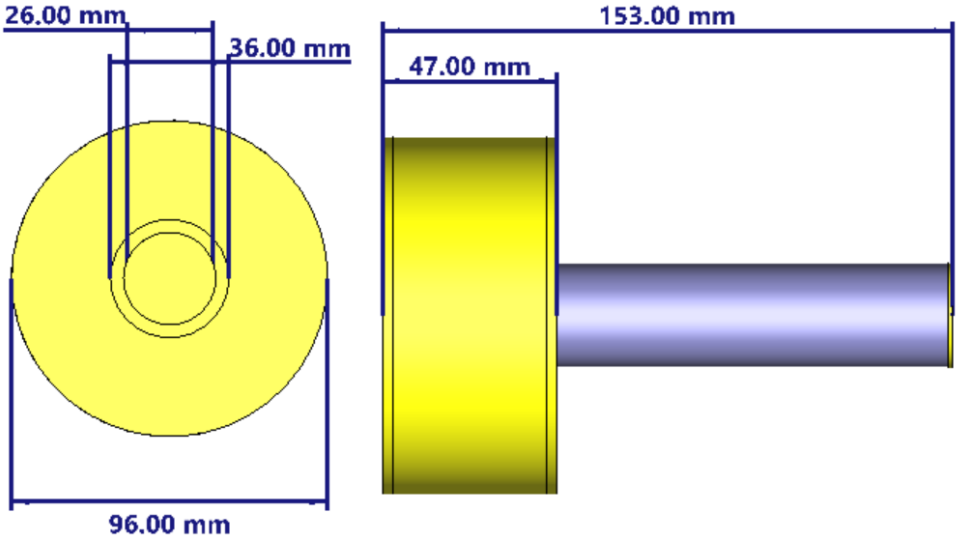


Рис. 3. Конструкция излучателя

3. Характеристики антенны

Для получения характеристик антенны использовалось электродинамическое моделирование.

Рабочий диапазон антенны определяется ее коэффициентом полезного действия (КПД). Он не опускается ниже 69 % на всех рабочих диапазонах (рис. 4-7).

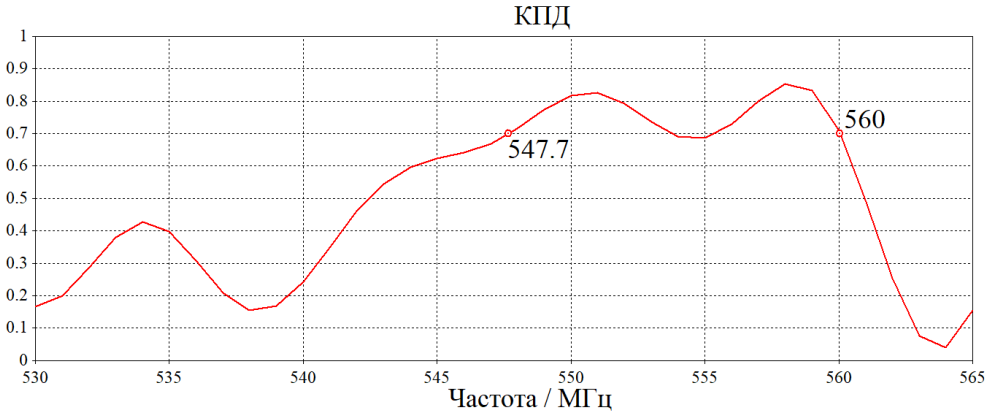


Рис. 4. График КПД антенны с плазменной частотой 3.3 ГГц

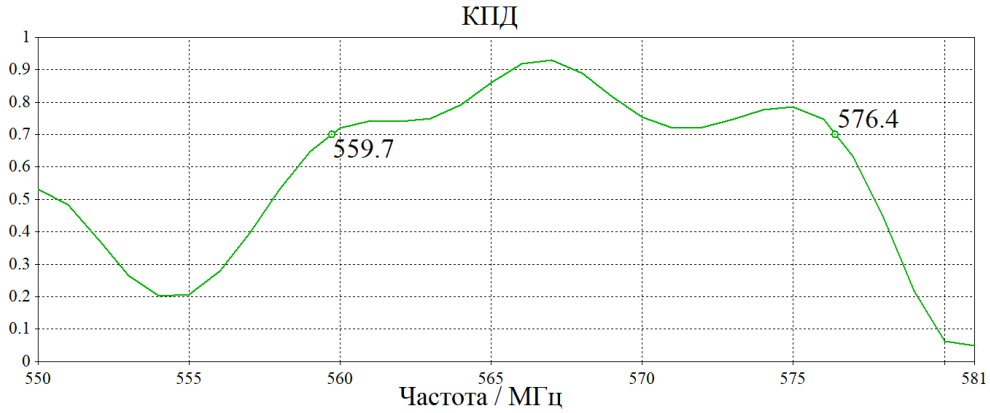


Рис. 5. График КПД антенны с плазменной частотой 3.4 ГГц

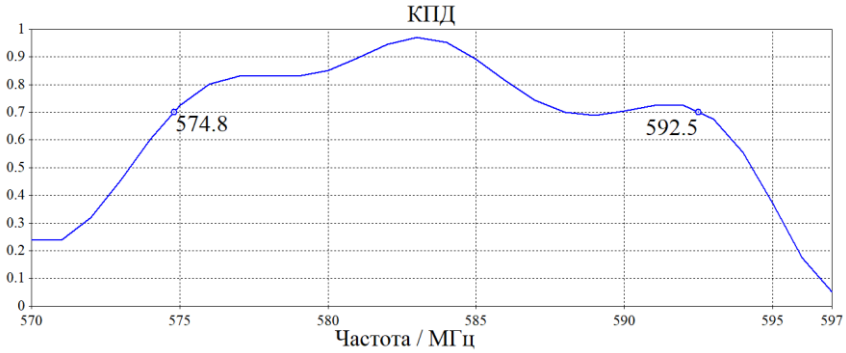


Рис. 6. График КПД антенны с плазменной частотой 3.5 ГГц

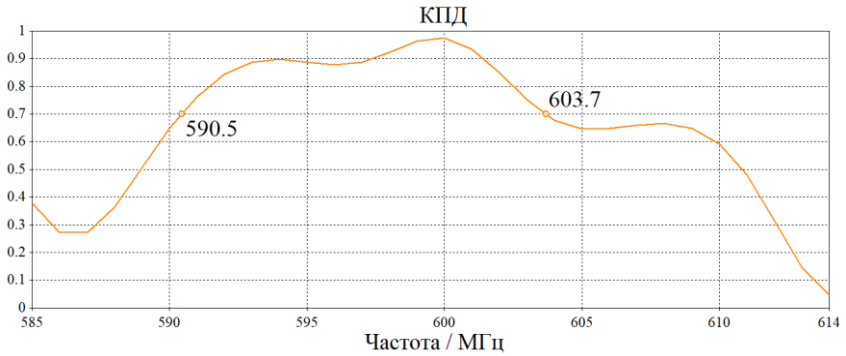


Рис. 7. График КПД антенны с плазменной частотой 3.6 ГГц

Учитывая возможность перестройки, рабочие частоты антенны расположены от 547.7 МГц до 603.7 МГц. При этом на всем рабочем диапазоне частот антенны сохраняются значения КНД и форма диаграммы направленности. Дальнейшее же повышение плазменной частоты ведет к снижению КПД и сужению полученных рабочих диапазонов частот. Диаграммы направленности антенны приведены на рис. 8 для частоты 596 МГц.

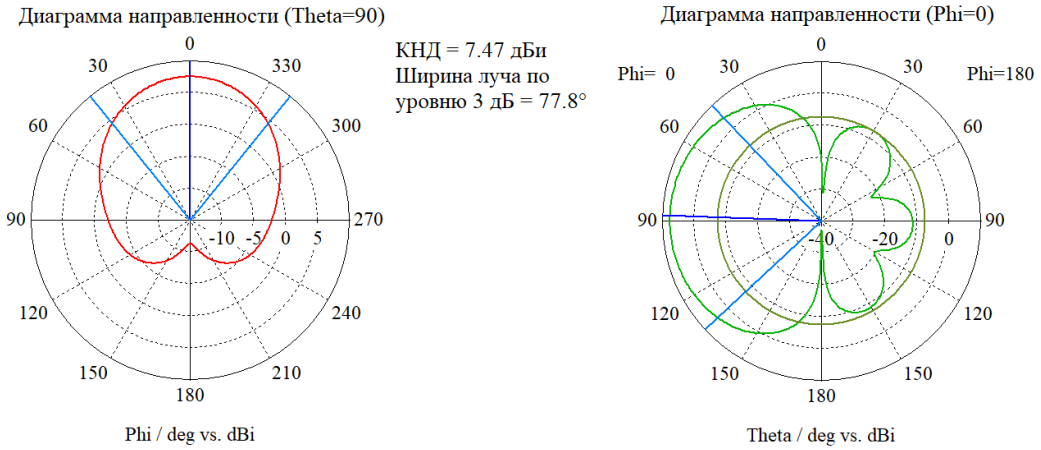


Рис. 8. Горизонтальная (слева) и вертикальная (справа) диаграмма направленности антенны на частоте 596 МГц

Как видно из полученных диаграмм направленности, антенна обладает значительным КНД и низким уровнем боковых лепестков. Продемонстрированная направленность антенны и возможность перестройки рабочей частоты показывает, что рефлектор из плазменных элементов действительно способен отражать электромагнитное излучение

Далее будет рассмотрена способность предложенной конструкции антенны осуществлять изменение направления основного лепестка диаграммы направленности. Для этого определенные группы плазменных элементов, из которых состоит рефлектор,

включаются, а другие выключаются. Минимальный поворот осуществляется включением одного элемента с одной стороны сектора окружности, и включения одного элемента с другой стороны. При этом диаграмма направленности поворачивается на 7° (рис. 9).

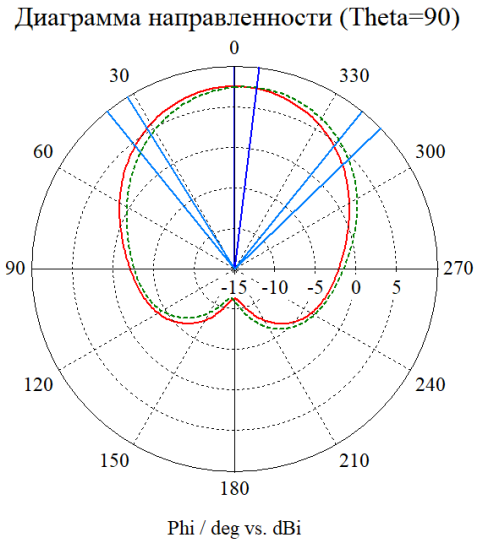


Рис. 9. Горизонтальные диаграммы направленности для двух соседних положений

Таким образом можно осуществлять ориентирование диаграммы направленности в произвольном направлении по всей горизонтальной плоскости, при этом ее форма и КНД антенны сохраняются (рис. 10).

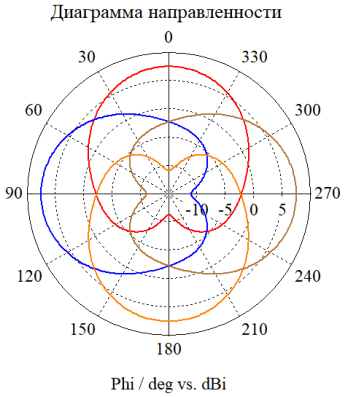


Рис. 10. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости

4. Заключение

Рассмотренная конструкция антенны с рефлектором обладает характеристиками, схожими с другими антеннами подобной конструкции, но за счет применения плазмы обладает перед ними рядом преимуществ, а именно: возможность динамической перестройки рабочего диапазона и способность изменять направление своего излучения с высокой точностью без использования механических устройств. Учитывая особенности предложенной конструкции, можно отметить ее наибольшую применимость в задачах радиолокации и радиопеленгации.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0013).

Литература

1. Anderson T. Plasma Antennas, Artech House, 2020. – 350 p.
2. Xing L., Wang H., Kong X., Xu Q. Comparative Study of a Metal Antenna, a Liquid Antenna and a Plasma Antenna. // 2020 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Suzhou, China, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/IMWS-AMP49156.2020.9199758.
3. Kamboj G. K., Yadav R. P., Kaler R. S. Development of Reconfigurable Plasma Column Antenna. // IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 49, no. 2, pp. 656-662, Feb. 2021, doi: 10.1109/TPS.2020.3046615.
4. Li J., Astafiev A. M., Kudryavtsev A. A., Yuan C., Yao J., Zhou Z., Wang X. Monopole Antenna With Reconfigurable Quarter Wavelength Plasma Reflector. // IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 48, no. 2, pp. 364-368, Feb. 2020, doi: 10.1109/TPS.2019.2957093.
5. Jusoh M. T., Ahmad K. A., Md Din M.F., Hashim F. R., Reconfigurable antenna using plasma reflector. // AIP Conf. Proc. 2 February 2018; 1930 (1): 020029. https://doi.org/10.1063/1.5022923
6. Valipour M., Sadeghikia F., Horestani A. K., Himdi M. Beamwidth Control of a Helical Antenna Using Truncated Conical Plasma Reflectors. // 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Copenhagen, Denmark, 2020, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135712.
7. Armaki F. S. M., Armaki S. A. M. Design and Fabrication of Plasma Yagi–Uda Array Antenna With Beamforming. // IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 47, no. 5, pp. 2567-2570, May 2019, doi: 10.1109/TPS.2019.2906822.

References

1. Anderson T. Plasma Antennas, Artech House, 2020. – 350 p.
2. Xing L., Wang H., Kong X., Xu Q. Comparative Study of a Metal Antenna, a Liquid Antenna and a Plasma Antenna. // 2020 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Suzhou, China, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/IMWS-AMP49156.2020.9199758.
3. Kamboj G. K., Yadav R. P., Kaler R. S. Development of Reconfigurable Plasma Column Antenna. // IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 49, no. 2, pp. 656-662, Feb. 2021, doi: 10.1109/TPS.2020.3046615.
4. Li J., Astafiev A. M., Kudryavtsev A. A., Yuan C., Yao J., Zhou Z., Wang X. Monopole Antenna With Reconfigurable Quarter Wavelength Plasma Reflector. // IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 48, no. 2, pp. 364-368, Feb. 2020, doi: 10.1109/TPS.2019.2957093.
5. Jusoh M. T., Ahmad K. A., Md Din M.F., Hashim F. R., Reconfigurable antenna using plasma reflector. // AIP Conf. Proc. 2 February 2018; 1930 (1): 020029. https://doi.org/10.1063/1.5022923
6. Valipour M., Sadeghikia F., Horestani A. K., Himdi M. Beamwidth Control of a Helical Antenna Using Truncated Conical Plasma Reflectors. // 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Copenhagen, Denmark, 2020, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135712.
7. Armaki F. S. M., Armaki S. A. M. Design and Fabrication of Plasma Yagi–Uda Array Antenna With Beamforming. // IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 47, no. 5, pp. 2567-2570, May 2019, doi: 10.1109/TPS.2019.2906822.

РОЛЬ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В РАЗВИТИИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ БЕСПИЛОТНИКОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ТАНКОВ

Е. Д. Егорова[1], Е. А. Ищенко[1], И. А. Сафонов[1], С. М. Федоров[1]

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

Аннотация. В работе рассматривается прогрессивная роль нейронных сетей в совершенствовании систем радиосвязи беспилотников для решения стратегических задач по обнаружению танков и другой тяжелой техники. Нейронные сети, обладающие превосходными возможностями обработки данных, могут быть интегрированы в системы беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) для улучшения обработки сигналов, распознавания образов и подавления помех. Применение различных архитектур нейронных сетей, включая сверточные и рекуррентные нейронные сети, облегчают анализ и адаптацию каналов связи в реальном времени, что особенно важно в сложной электромагнитной обстановке. Эмпирические исследования, представленные в данной работе, демонстрируют эффективность нейронных сетей в выделении индивидуальных признаков танков из зашумленных данных, что значительно повышает точность обнаружения. Кроме того, в исследовании изучается потенциал нейронных сетей для автономной корректировки протоколов связи в ответ на электронные контрмеры, обеспечивая бесперебойную работу и надежность систем связи БПЛА. Полученные результаты свидетельствуют о том, что нейронные сети играют ключевую роль не только в повышении операционной эффективности БПЛА, но и в обеспечении стратегического преимущества в вооруженных конфликтах.

Ключевые слова: нейронные сети; беспилотный летательный аппарат; системы связи; обнаружение объектов.

THE ROLE OF NEURAL NETWORKS IN THE DEVELOPMENT OF UAV RADIO COMMUNICATION SYSTEMS TO PROVIDE EFFECTIVE DETECTION OF TANKS

E. D. Egorova[1], E. A. Ishchenko[1], I. A. Safonov[1], S. M. Fedorov[1]

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

Abstract. The work examines the progressive role of neural networks in improving the radio communication systems of drones to solve strategic problems of detecting tanks and other heavy equipment. Neural networks with superior data processing capabilities can be integrated into unmanned aerial vehicle (UAV) systems to improve signal processing, pattern recognition, and interference suppression. The use of various neural network architectures, including convolutional and recurrent neural networks, facilitates the analysis and adaptation of communication channels in real time, which is especially important in complex electromagnetic environments. The empirical studies presented in this paper demonstrate the effectiveness of neural networks in extracting individual tank features from noisy data, which significantly improves detection accuracy. Additionally, the study explores the potential of neural networks to autonomously adjust communication protocols in response to electronic countermeasures, ensuring the smooth operation and reliability of UAV communication systems. The results indicate that neural networks play a key role not only in improving the operational efficiency of UAVs, but also in providing strategic advantage in armed conflicts.

Keywords: neural networks; unmanned aerial vehicle; communication systems; object detection.

1. Введение

Использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в современных военных действиях стало переломным моментом, особенно в задачах разведки и наблюдения. Способность этих систем обнаруживать критически важные цели, такие как бронетехника, имеет первостепенное значение в современном конфликте, однако эффективность БПЛА во многом зависит от надежности их радиосвязи. Эти каналы уязвимы для множества проблем, включая электромагнитные помехи (EMI) и искажение сигнала, что часто усугубляется действиями противника.

Помимо простого обнаружения, нейронные сети играют важную роль в динамической оптимизации каналов связи. Проводя анализ электромагнитного спектра в режиме реального времени, эти сети могут определять наиболее эффективные частоты передачи, модулировать параметры сигнала и использовать сложные методы кодирования для противодействия воздействию электромагнитных помех и шумов. Такое развитие обеспечивает безопасную и надежную связь между беспилотниками и их операторами, что очень важно для точной передачи информации о местоположении и передвижении танков.

Более того, нейронные сети находятся на самом передовом рубеже в развитии автономного поведения беспилотников. Такой уровень автономности особенно важен в сценариях, где вмешательство человека минимально или вообще отсутствует, например, в операциях в тылу врага или в условиях радиоэлектронной борьбы.

Чтобы точно представить текущее состояние дел в области применения нейронных сетей в системах связи с беспилотниками для обнаружения танков, необходимо провести исчерпывающий анализ последних научных достижений и экспериментальных разработок. Такой анализ показывает растущую склонность к интеграции сверточных нейронных сетей (CNN) и рекуррентных нейронных сетей (RNN). Эти архитектуры демонстрируют исключительную производительность при обработке пространственных и временных данных, соответственно. Их роль крайне важна для повышения помехоустойчивости каналов связи беспилотников, что способствует более эффективному и устойчивому функционированию БПЛА в области обнаружения танков и другой военной техники.

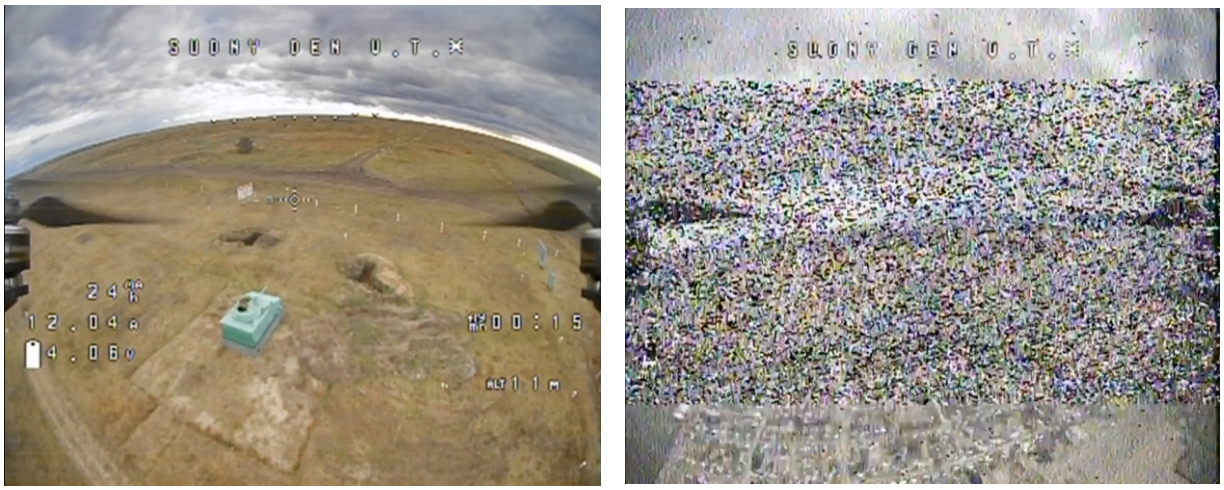
2. Автоматическая настройка частоты для улучшенного обнаружения танков с помощью систем связи с беспилотниками

Для решения проблемы электромагнитных помех (ЭМП) в рабочих диапазонах частот беспилотных летательных аппаратов (БАС) предлагается новый подход, основанный на использовании нейронных сетей. Этот метод предполагает заранее идентифицировать спектральные аномалии, указывающие на потенциальные электромагнитные помехи в каналах связи беспилотников, которым поставлена задача обнаружения танков и другой тяжелой техники [1].

Используя технику, известную как частотная подстройка, система динамически анализирует корреляцию между дальностью полета дрона и мощностью принимаемого сигнала. В ходе многочисленных наблюдений за влиянием электромагнитных полей (ЭМП) на линии передачи данных БПЛА была выявлена значительная зависимость между порогом нарушения связи, частотой помех и рабочим состоянием канала передачи данных.

Полученные данные свидетельствуют о том, что этот показатель колеблется в зависимости от дальности полета беспилотника. Следовательно, динамический диапазон устройства мониторинга электромагнитного поля определяется максимальным и минимальным пороговыми значениями. Кроме того, нейронные сети позволяют проводить сравнительный анализ порогового значения потери связи, коэффициента битовых ошибок и отношения сигнал/шум (SNR). Эмпирические результаты показывают, что использование порогового значения потери связи в качестве критерия для прогнозирования электромагнитных помех является оптимальной стратегией.

В ходе исследований было установлено, что активация системы должна происходить при пороговом значении 6 дБ. Когда уровень внешних электромагнитных помех приближается к этому значению, система мониторинга на основе нейронной сети оповещает программу управления полетом, побуждая к принятию контрмер. Эти меры призваны обезопасить БПЛА от нарушения связи, обеспечив тем самым бесперебойное и эффективное обнаружение танка. На рисунке 1 приводится вид изображения с БПЛА при внешнешумовом воздействии, а также его отсутствии.



а) б)

Рис. 1. Видеоизображение, полученное с БПЛА: а) прямая видимость, малое шумовое подавление; б) большой уровень шумовых помех.

В практическом сценарии БПЛА, оснащенный этой системой на основе нейронной сети, может работать в зоне с высоким уровнем электромагнитных излучений. При приближении к району, где предположительно находятся вражеские танки, система обнаруживает аномалию в уровне сигнала, которая может указывать на потенциальные помехи. Прежде чем электромагнитные помехи нарушат связь, система автоматически перестраивает частоту, сохраняя чистый канал. Такая быстрая реакция позволяет БПЛА продолжать разведку и передавать точную информацию о положении танков в командный центр без перебоев. Способность адаптироваться к таким электромагнитным проблемам в режиме реального времени значительно повышает роль БПЛА в современной войне, обеспечивая стратегическое преимущество в операциях по обнаружению и наблюдению за танками.

3. Многовходовые сверточные нейронные сети (MIMT-CNN): Повышение устойчивости к электромагнитным помехам в системах связи БПЛА для обнаружения танков

В условиях совершенствования систем радиосвязи беспилотников для обнаружения танков нейронные сети играют ключевую роль в оценке и уменьшении

угрозы, создаваемой электромагнитными помехами (ЭМП). Особенно перспективным в этой области является использование многовходовых сверточных нейронных сетей (MIMT-CNN) [2]. Эта передовая нейросетевая архитектура предназначена для идентификации и определения характеристик ЭМИ в каналах передачи данных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). На рисунке 2 приводится вид работы нейронной сети по обнаружению объектов.

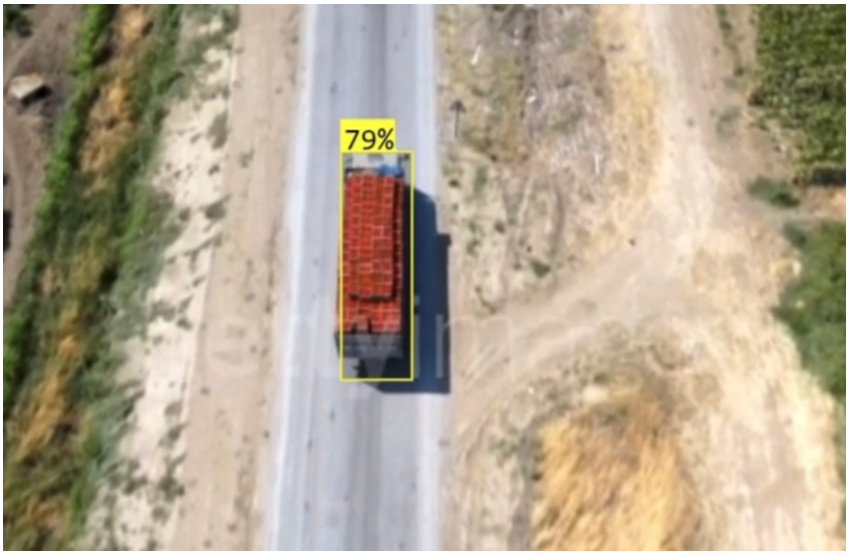


Рис. 2. Видеопоток, который обрабатывается нейронной сетью.

MIMT-CNN работает на принципах многозадачного обучения, объединяя множество источников информации для извлечения характеристик помех. Обрабатывая визуализированные параметры работы, такие как спектрограмма короткопериодного преобразования Фурье (STFT) и нормализованное распределение плотности, сеть может точно определить характеристики электромагнитного сигнала. Этот метод превосходит традиционные подходы, в которых каждый тип помех рассматривается изолированно, что позволяет сократить время и вычислительные ресурсы, необходимые для анализа.

Эффективность модели MIMT-CNN основана на ее способности классифицировать входные данные для обучения и тестирования с высокой достоверностью. Визуализированные параметры работы служат основой для модели, обеспечивая точную идентификацию типов и уровней ЭМИ. В результате сеть достигает превосходных показателей классификации и регрессии, хотя следует отметить, что временные затраты коррелируют со сложностью сети.

Понимание конкретных типов электромагнитных помех и уровней угроз позволяет адаптивно изменять конфигурацию канала передачи данных. Это очень важно для поддержания целостности системы связи БПЛА в условиях помех. Более того, MIMT-CNN можно синергетически сочетать с технологиями подавления помех. Такая интеграция способствует быстрой и точной корректировке протоколов связи БПЛА, восстанавливая качество и обеспечивая эффективное функционирование систем обнаружения танков.

Рассмотрим пример, в котором беспилотнику с нейросетями поручено обнаружить танки во враждебной среде. Система связи дрона, оснащенная нейронными сетями, непрерывно сканирует радиочастотный спектр в поисках сигналов, характерных для присутствия танка. При обнаружении нейронная сеть отфильтровывает несущественный фоновый шум и подтверждает цель, сопоставляя сигнал с базой данных известных танковых сигнатур. Одновременно система оценивает качество канала связи,

динамически корректируя частоты и протоколы передачи данных дрона, чтобы обойти обнаруженные помехи. Таким образом, критически важная информация, например местоположение танка, точно передается в командный центр, что способствует принятию своевременных и обоснованных тактических решений.

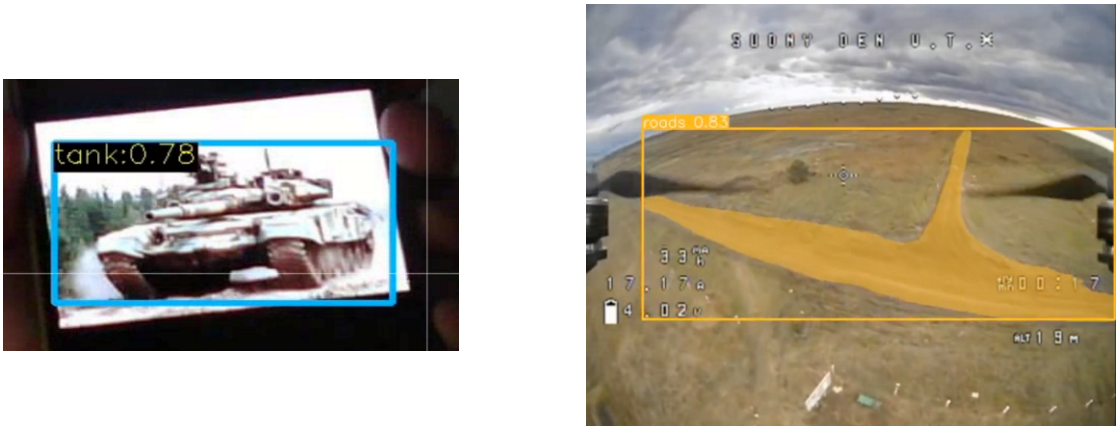
4. Повышение электромагнитной совместимости в системах связи БПЛА с помощью нейронных сетей

В сфере военных технологий применение нейронных сетей в системах радиосвязи беспилотников стало революционным событием, особенно в области обнаружения танков и другой военной техники [3]. Эти передовые вычислительные модели отлично справляются с обработкой обширных массивов данных, что значительно повышает точность и надежность идентификации бронетехники. Нейронные сети используют сложные алгоритмы для просеивания данных, устраняя посторонние шумы и помехи и выявляя четкие закономерности. Этот процесс имеет решающее значение не только для повышения точности обнаружения танков, но и для получения прогностических данных, которые помогают принимать стратегические решения в режиме реального времени.

Адаптивность нейронных сетей проявляется в их способности приспосабливаться к условиям многообразной и постоянно меняющейся оперативной обстановки, повышая тем самым устойчивость каналов связи к помехам. Этот атрибут особенно важен в военных условиях, где наличие электронных средств противодействия может помешать обнаружению танков и других жизненно важных целей. Позволяя беспилотникам автономно изменять свои протоколы связи, нейронные сети обеспечивают надежную связь между беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) и их операторами [4].

5. Особенности использования нейронных сетей, а также обеспечения требуемого канала связи

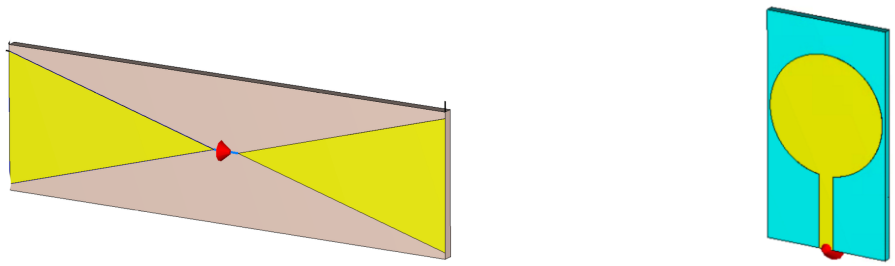
Как было описано выше, применение нейронных сетей является важной и актуальной задачей для обнаружения объектов, а также реализации частотного скачка для обеспечения защищенности от помех и воздействия. Нейронные сети позволяют эффективно проводить анализ обстановки объектов. Типовыми решениями является анализ объектов, а также, например, обнаружение дорог или других объектов на местности – рисунок 3 [5].



а) б)

Рис. 3. Результаты работы нейронной сети: а) обнаружение танка; б) обнаружение дорог.

Важно отметить, что очень часто обработка данных на БПЛА затруднена, так как возникают дополнительные потери электроэнергии, а также снижает производительность бортового оборудования, при этом часть операций может выполняться уже на самом БПЛА. Внедрение нейронных сетей в блоки передачи данных приводит к необходимости расширения диапазонов рабочих частот БПЛА. Известно, что для связи с БПЛА как привило применяют два основных канала связи – диапазон часто 700-1500 МГц для передачи телеметрии и высокочастотная область – 5000-6000 МГц для передачи видеоизображения. Дополнительная трудность возникает при реализации ИИ-обученной частотной перестройки каналов БПЛА, так как присутствует трудность обеспечения широких диапазонов рабочих частот у антенных устройств. Для реализации каналов связи с БПЛА важно обеспечивать всенаправленную связь на БПЛА ввиду его мобильности (использование всенаправленных антенн), в свою очередь для пунктов управления данное требование не обязательно, так как использование направленных антенн позволит обеспечить увеличенную дальность связи. Для реализации таких каналов на БПЛА применяются антенны Bow-Tie или монополи, пример которых приводится на рисунке 4.



а) б)

Рис. 4. Антенны с расширенным диапазоном рабочих частот: а) антенна Bow-Tie; б) монополь.

Таким образом, реализация систем БПЛА с интегрированным нейросетевым комплексом требует решения не только задач обеспечения быстрого расчета на БПЛА или пункте управления, но и в расширении диапазонов рабочих частот антенн.

6. Заключение

Интеграция нейронных сетей в системы радиосвязи БПЛА представляет собой значительное достижение в области удаленного обнаружения и наблюдения, особенно для идентификации бронированных машин, таких как танки. Эти сложные вычислительные модели умеют обрабатывать и анализировать обширные массивы данных, повышая тем самым точность и надежность механизмов обнаружения. Используя передовые алгоритмы, нейронные сети могут эффективно фильтровать окружающий шум и помехи, различать сложные закономерности и предоставлять предиктивную аналитику, необходимую для принятия стратегических решений в режиме реального времени.

Нейронные сети демонстрируют удивительную адаптивность к сложным и динамичным операционным средам, что очень важно для военных приложений, где наличие электронных средств противодействия может помешать обнаружению танков и других важных целей. Автономная настройка протоколов связи, осуществляемая нейронными сетями, обеспечивает прочную и надежную связь между беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) и их операторами, сохраняя целостность связи даже в условиях электронного противостояния.

Литература

1. Zhao M., Xu T., Zhang D., Zhou X., Cheng E., Zhang X., Gao S., Chen Y. Implementation Method of Anti Electromagnetic Interference in Identical and Adjacent Frequency for the Data link of UAV. // 2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), 2020. – 4 p.
2. Xu T., Chen Y., Wang Y., Zhang D., Zhao M. EMI Threat Assessment of UAV Data Link Based on Multi-Task CNN. // Electronics, 2023, Vol. 12, No. 1631.
3. Zhang R., Cui J. Application of Convolutional Neural Network in multi-channel Scenario D2D Communication Transmitting Power Control. // 2020 International Conference on Computer Vision, Image and Deep Learning (CVIDL), 2020. – pp. 668-672.
4. Guo J., Yu L., Chen Z., Yao Y., Wang Z., Wang Z., Zhao Q. RIS-assisted secure UAV communications with resource allocation and cooperative jamming. // IET Communications. 2022, Vol. 16, Iss. 13. – pp. 1582–1592.
5. Ilyin A.G., Khafaga Ali S. Mahdi. The effect of increasing the bandwidth of a two-channel receiver on noiseimmunity. // T-Comm. 2022, Vol. 16, № 1. – pp. 44 -49.

References

1. Zhao M., Xu T., Zhang D., Zhou X., Cheng E., Zhang X., Gao S., Chen Y. Implementation Method of Anti Electromagnetic Interference in Identical and Adjacent Frequency for the Data link of UAV. // 2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), 2020. – 4 p.
2. Xu T., Chen Y., Wang Y., Zhang D., Zhao M. EMI Threat Assessment of UAV Data Link Based on Multi-Task CNN. // Electronics, 2023, Vol. 12, No. 1631.
3. Zhang R., Cui J. Application of Convolutional Neural Network in multi-channel Scenario D2D Communication Transmitting Power Control. // 2020 International Conference on Computer Vision, Image and Deep Learning (CVIDL), 2020. – pp. 668-672.
4. 4. Guo J., Yu L., Chen Z., Yao Y., Wang Z., Wang Z., Zhao Q. RIS-assisted secure UAV communications with resource allocation and cooperative jamming. // IET Communications. 2022, Vol. 16, Iss. 13. – pp. 1582–1592.
5. Ilyin A.G., Khafaga Ali S. Mahdi. The effect of increasing the bandwidth of a two-channel receiver on noiseimmunity. // T-Comm. 2022, Vol. 16, № 1. – pp. 44 -49.

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ ОСНОВАНЫХ НА ЛИНЗЕ ЛЮНЕБЕРГА

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], Д. К. Проскурин[1], Н. Б. Смольянов[1,3]

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

Аннотация. В данной статье рассматривается актуальное состояние и общие тенденции развития технологии линзы Люнеберга, используемые для построения фазированных антенных решеток. Особое внимание уделено современным способам разработки и создания линз. Формулируются основные концепции и проблемы развития данного направления в радиотехнике.

Ключевые слова: Линза Люнеберга, 3D-печать, фазированные антенные решетки, искусственные нейронные сети.

CURRENT TRENDS IN THE DEVELOPMENT OF ANTENNA SYSTEMS BASED ON THE LUNEBURG LENS

U. G. Pasternak[1], V. A. Pendurin[2], D. K. Proskurin[1], N. B. Smolyanov[1,3]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP «Automated communication systems» (ACS), Voronezh, Russian Federation
[3]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article discusses the current state and general trends in the development of Luneberg lens technology used in the design of phased array antennas. Special attention is paid to modern methods of developing and creating lenses. The main concepts and problems of the development of this area in radio engineering are formulated.

Keywords: Luneburg lens, 3D printing, phased array antenna, artificial neural network

1. Введение

Актуальность проведения анализа современного состояния антенных систем, имеющих в своей основе линзы Люнеберга обусловлена непрерывным развитием технологий в сфере радиотехники. Другим важным фактором, оказывающим влияние на современную отечественную науку и технику, в последние годы стала потребность в импортозамещении компонентов, применяемых в радиоэлектронных устройствах. По этой причине вопрос исследования и разработки устройств является актуальным и требует рассмотрения современного состояния технологий в сфере радиотехники.

Технология фазированных антенных решеток (ФАР) получила широкое распространение в радиолокационной технике. Постоянно растущие требования к характеристикам и качеству технических устройств обеспечивают особое внимание к развитию и исследованиям в области средств приема-передачи сигналов. Необходимым качеством для современных ФАР является возможность осуществлять электрическое управление диаграммой направленности (ДН), а также создавать многолучевую форму. Другим важным качеством, необходимым для разрабатываемых устройств, считается надежность при эксплуатации. Одним из вариантов обеспечения надежности является применение множества приемо-передающих элементов. При использовании такой

конструкции, в случае отказа одного из приемо-передающих элементов, работа устройства не прекратится, хоть и произойдет ухудшение вида ДН.

ФАР имеет преимущества при приеме и передаче сигналов, что вместе с высоким показателем эффективности и хорошими рабочими параметрами делает ее незаменимым устройством, в составе любой современной радарной станции. Одним из вариантов реализации многолучевой ФАР является конструкция, в основе которой находится линза Люнеберга.

2. Варианты конструкций и применение линзы Люнеберга

Линза Люнеберга сделанная из неоднородного диэлектрического материала имеет уникальное свойство - ее структура обеспечивает возможность управления диаграммой направленности без искажения формы в широком угловом секторе, определенные виды линзы позволяют достичь значения вплоть до 360º. Это обеспечивается тем, что линза обладает центральной симметрией и имеет форму цельной сферы или цилиндра. Плоский фазовый фронт образуется вдоль некоторой плоскости, находящейся вне тела линзы. Благодаря этому, при перемещении облучателя линзы по границе сферы или дуге цилиндра, условия прохождения лучей не меняются, и формируемая линзой диаграмма направленности, не меняя своей формы, поворачивается на угол равный углу поворота облучателя [1]. Эти качества позволяют реализовать с помощью линзы Люнеберга широкоугольное сканирование в почти полном азимутальном секторе. Следует отметить, что основное достоинство линз Люнеберга весьма непросто реализовать на практике вследствие эффекта затенения. Нетрудно понять, что размещение облучателей линзы вдоль всей ее образующей неизбежно приводит к тому, что сформированный одним из них луч, искажается облучателями, расположенными на противоположной стороне линзы. По результатам исследований сканирование без эффекта затенения возможно достичь только в угловом секторе, составляющем 90^0 [2]. Известны и другие варианты вида конструкций линзовых антенн. В [3] представлена частотно-независимая плоская линза Люнеберга, техническим результатом созданного устройства является возможность перекрытия рабочего диапазона частот с коэффициентом более пяти. Плоская линза реализована в виде N набора радиально ориентированных диэлектрических лепестков, размещенных между металлическими подложками. На рисунке 1 приводится изображение линзы такого вида.

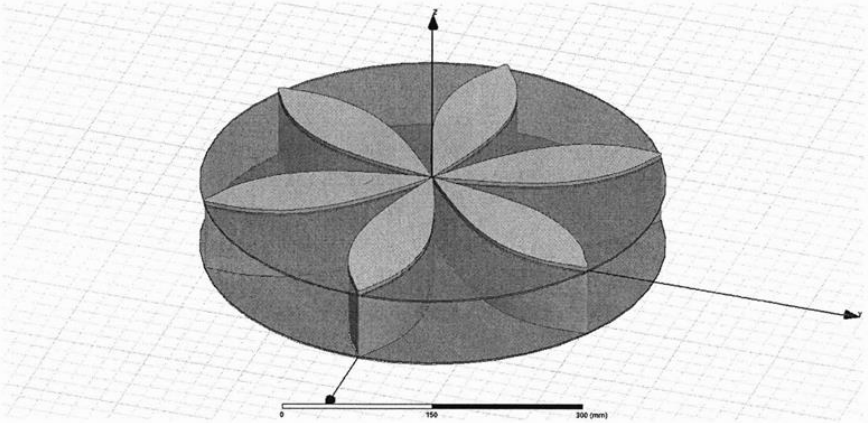


Рис. 1. Вариант внешнего вида частотно-независимой плоской линзы Люнеберга

Наибольшая востребованность в антенных системах, имеющих в своей основе диэлектрические линз, прослеживается в устройствах военного и специального назначения, но в последние годы намечаются тенденции к распространению и в сфере гражданского применения. Например, исследования демонстрируют преимущества построения систем MIMO для сетей 5G основанных на линзовых антеннах. [4]. На

сегодняшний день представлено множество работ по исследованию конструкции линзы Люнеберга в антенных решетках для сетей 5G. Известен вариант линзы [5] имеющий несколько параллельных диэлектрических элементов с переменной толщиной и диаметром. В указанной работе представлено распределение эффективной диэлектрической проницаемости в наборе элементов, соответствующих значениям линзы Люнеберга сферического либо цилиндрического типа.

В некоторых случаях получить требуемые параметры антенного устройства, с помощью единичной линзы становится трудной задачей либо вовсе неосуществимой, в такой ситуации существует возможность организовать массив из нескольких линз как в [6]. Здесь, для получения более высокого значения коэффициента полезного действия, антенная система организуется из массива линз Люнеберга, причем антенная решетка формируется из усеченных сферических линз. Такое техническое решение позволяет обеспечить снижение уровня боковых лепестков, а также осуществляет формирование электромагнитного поля не только за счет собственного облучателя линзы, но и ближайших соседних с ним облучателей. На рисунке 2 приведено изображение описываемого массива линз.

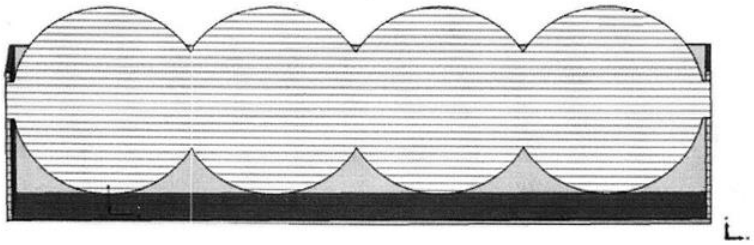


Рис. 2. Вариант внешнего вида массива, состоящего из усеченных сферических линз Люнеберга

Для формирования диаграммы направленности многолучевой антенной системы конструируется нерегулярная линза. Её характеристики должны быть наиболее близкими по значению эффективного коэффициента преломления в различных направлениях, а облучающие антенные элементы должны обладать соответствующими видами поляризации. Облучателями у представленной линзы могут выступать вибраторные элементы с ортогональной поляризацией с рефлекторами и директорами, с соответствующей схемой питания необходимой для формирования излучения, имеющего требуемый вид поляризации. В тех случаях, когда необходима узкая полоса частот, для облучения линз могут использоваться патч-антенны, щелевые антенны и облучатели волноводного типа.

Линзы Люнеберга являются устройствами специального назначения, поэтому их производство зачастую организуется под заказ, либо ограниченными партиями. Сейчас существует возможность приобрести готовые варианты исполнения линзы Люнеберга через интернет, например на сайте [7]. Представленный в источнике модельный ряд линз типа OLLA позволяет подобрать подходящее устройство для частот от 1.7 ГГц до 40 ГГц с КНД составляющим 15 – 20 дБи. Изображение одной из доступных для покупки линз Люнеберга, модели OLLA-300400 представлено на рисунке 3.

Линзы типа OLLA могут быть полезны в тех случаях, когда для разрабатываемого антенного устройства заранее известны требуемые параметры линзы, и применение уже готового устройства способно серьезно облегчить разработку комплексного устройства, сократив затраты средств и времени. Однако, чаще всего при разработке антенных устройств, приходится сталкиваться со специфическими требованиям к параметрам и характеристикам линз, поэтому актуальным было и остается улучшение и оптимизация способов самостоятельного изготовления мелкосерийных изделий.

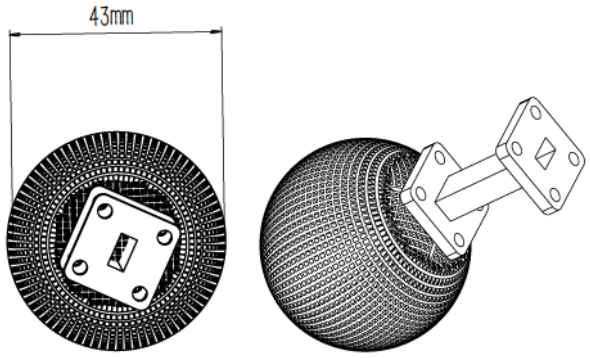


Рис. 3. Модель сферической линзы Люнеберга OLLA-300400 с установленным волноводом

Традиционные варианты создания линзы Люнеберга являются сложными и затратными по времени. Развитие технологий 3D-печати и внедрение новых способов расчета характеристик антенны, с помощью искусственных нейронных сетей может значительно облегчить разработку новых устройств. Уровень развития технологии искусственных нейронных сетей уже в настоящее время позволяет использовать их в разработке антенных устройств, например для прогнозирования параметров линзы из статей [8] и [9].

3. Современные средства разработки и исследования линз Люнеберга

Широкое распространение технологии 3D-печати делает доступной автоматизацию процесса изготовления линзы Люнеберга. В статьях [10] и [11] представлены исследования цилиндрической линзы Люнеберга разработанной для работы в сантиметровом и миллиметровом диапазонах. Она создана с помощью технологии 3D-печати, на основе однородного ступенчатого и перфорированного диэлектрика. Авторы статьи [12] описывают способ изготовления линзы Люнеберга с помощью 3D-печати, такой способ обеспечивает относительную дешевизну производства. Другим полезным фактором такого изготовления является возможность регулировки процента заполнения слоя при печати, что хорошо согласуется с требуемым характером структуры линзы. Следует уточнить, что материалы для печати обычно не исследуются на электродинамические параметры, однако, в случае разработки реальной линзы, такая работа может быть произведена. В настоящее время опубликовано множество статей, касающихся использования 3D-печати при изготовлении диэлектриков для антенной техники [13]. Применение 3D-принтера по технологии струйной полимеризации, позволяет включать неоднородности в состав изделия, так одним из вариантов достижения требуемых значений диэлектрической проницаемости изделия является добавление отверстий кубической формы в структуру линзы. С помощью регулирования геометрических размеров отверстий, расстояния между ними, а также их числа, можно добиться от линзы требуемых значений диэлектрической проницаемости. Коэффициент преломления находится в зависимости от толщины диэлектрика.

Высокая разрешающая способность, широкая полоса рабочих частот, повышение точности сканирования, а также возможность установки устройства на различные типы мобильных и стационарных платформ являются основными направлениями разработки радиолокационных устройств. Применение ФАР и их совмещение с технологией линзы Люнеберга может дать значительные качественные улучшения устройствам антенной техники. Использование ФАР позволяет значительно повлиять на ширину полосы пропускания и точность наведения луча диаграммы направленности. Быстрое сканирование может повысить точность и компенсировать движение устройства, таким

образом повысив качество радиолокации. Однако, несмотря на все положительные качества, технология ФАР на основе линзы Люнеберга, не лишены недостатков. Помимо этого, оказывают существенное влияние на разработки устройств высокие требования к качеству элементной базы, сложность изготовления, большие затраты времени и средств на разработку и оптимизацию устройства.

На данный момент времени, остаются неразрешенными либо малоисследованными ряд практических задач:

- создание новых методов и алгоритмов обработки принимаемых сигналов, это может помочь дополнительно снизить погрешности и повысить точность работы ФАР
- для устройств, используемых в радиолокации возможность сведение до минимума размеров «мертвых» зон в секторе слежения
- уменьшение габаритных размеров радиолокационных антенн бортового базирования, общая минимизация устройств при общем повышении и улучшении значений рабочих характеристик антенн
- разработка новых конструкций антенных устройств, в том числе в виде массивов линз
- оптимизация одновременного разрешения нескольких когерентных источников радиоизлучения для многолучевых радиопеленгаторов
- исследование и применение диэлектрических материалов используемых в 3D-печати для создания линз Люнеберга
- возможность применения искусственных нейронных сетей для конструирования и оптимизации линз Люнеберга под требуемые параметры

4. Заключение

Анализируя приведенные выше материалы, можно сделать вывод, что в настоящее время активно ведется разработка и изучение антенных решеток на основе технологии линзы Люнеберга. Новые технологии, такие как 3D-печать и искусственные нейронные сети способны оказать серьезное влияние на будущие разработки ввиду сокращения времени, затрачиваемого на опытные и исследовательские работы. Актуальным остается направление по минимизации устройств и улучшении их качественных характеристик. При этом они рассчитываются для применения в качестве средств для радиолокации, с возможностью многолучевого сканирования.

Литература

1. Зелкин Е. Г., Петрова Р. А. Линзовые антенны. М.: Советское радио, 1974. – 280 с.
2. Банков С. Е. Двуслойная планарная линза Люнеберга. // Журнал радиоэлектроники, 2012, №12.
3. Воронюк Ф. А., Коликов И. В., Шмаков Н. П., Уткин В. В. Частотно-независимая плоская линза Люнеберга. RU 2 768 507 C1, заяв. 01.13.2021, опубл. 24.03.2022.
4. Xiao Z., Zhao J., Liu T. On the energy efficiency of Massive MIMO systems with low-resolution ADCs and lattice reduction aided detectors // Symmetry 2020, vol. 12, no. 3, 2020.
5. Рязанцев Р. О., Саломатов Ю. П. Линза Люнеберга. RU 2485646, заяв. 03.12.2012, опубл. 20.06.2013
6. Пастернак Ю. Г., Пендюрин В. А., Рогозин Р. Е. Нерегулярная линза и многолучевая антенная система с двумя ортогональными поляризациями на ее основе. RU 2 765 570 C1, заяв. 02.09.2021, опубл. 02.01.2022.
7. Luneburg Lens Antenna. http://ecmicriwave.com/c_product/160-luneburg-lens-Antenna.html 05.03.2024

8. Кусайкин Д.В., Денисов Д.В., Каменсков А.Е. Прогнозирование параметров линзы Люнеберга нейросетевым методом // Тенденции развития науки и образования, 2023 №103-8, 239-242 с.
9. Кусайкин Д.В., Каменсков А.Е. Анализ подходов проектирования антенн с помощью нейронных сетей // Информационные технологии и когнитивная электросвязь, Екатеринбург, 2022. С. 164-168
10. Бобрешов А.М., Усков Г.К., Кретов П.А., Лысенко Н.А., Сбитнев Н.С. Многолучевая ТЕМ-рупорная антенна с формированием направления линзой Люнеберга. – Воронеж: ФГБОУ ВО «ВГУ», 2018.
11. Ахияров В.В., Калошин В.А., Никитин Е.А. Исследование широкополосных планарных линз Люнебурга // Журнал радиоэлектроники. – 2014. – № 1.
12. Кузиков А.А., Орехов Р.С., Саломатов Ю.П, Сугак М.И. Исследование печатной цилиндрической линзы Люнеберга // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2018.
13. Santos R. A., Fré G. L., Mejia F. B., Spadoti D. H. Reconfigurable Hemispherical Dielectric Lens // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). Cartagena, Colombia (10-14 Sept. 2018). 2018. pp.489–492.

REFERENCES

1. Zelkin E.G., Petrova R. A. Lens antennas. M.: Soviet Radio, 1974. – 280 p.
2. Bankov C. E. Two-layer planar lens of Luneburg. // Journal of Radio Electronics, 2012, №12.
3. Voronyk F. A., Kolikov I. V., Shmakov N. P., Utkin V. V. Frequency-independent flat lens of Luneburg. RU 2 768 507 C1, stated. 01.13.2021, publ. 24.03.2022.
4. Xiao Z., Zhao J., Liu T. On the energy efficiency of Massive MIMO systems with low-resolution ADCs and lattice reduction aided detectors // Symmetry 2020, vol. 12, no. 3, 2020.
5. Ryazancev R. O., Salomatov U. P. Luneburg Lens. RU 2485646, stated. 03.12.2012, publ. 20.06.2013
6. Pasternak U. G., Pendurin V. A., Rogozin R. E. An irregular lens and a multipath antenna system with two orthogonal polarizations based on it. RU 2 765 570 C1, stated. 02.09.2021, publ. 02.01.2022.
7. Luneburg Lens Antenna. http://ecmicriwave.com/c_product/160-luneburg-lens-Antenna.html 05.03.2024
8. Kusaykin D. V., Denisov D.V., Kamenskov A. E. Prediction of the parameters of the Luneburg lens by the neural network method // Trends in the development of science and education, 2023 №103-8, 239-242 p.
9. Kusaykin D. V., Kamenskov A.E., Analiysis of antenna design approaches using neural networks // Information technology and cognitive telecommunications, Ekaterinburg, 2022. 164-168 p.
10. *Bobreshov A. M., Uskov G. K., Kretov P. A., Lusenko N. A., Sbitnev N. S.* Multipath TEM-horn antenna with direction shaping by a Luneburg lens. – Voronezh: VSU, 2018.
11. *Ahiyarov V. V., Kaloshin V. A., Nikitin E. A. investigation of Luneburg broadband planar lenses* // Journal of Radio Electronics. – 2014. – № 1.
12. *Kuzikov A. A., Orehov R. S., Salomatov U. P., Sugak M. I.* Investigation of the printed cylindrical lens of Luneburg // Microwave electronics and mcroelectronics. – 2018.
13. Santos R. A., Fré G. L., Mejia F. B., Spadoti D. H. Reconfigurable Hemispherical Dielectric Lens // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). Cartagena, Colombia (10-14 Sept. 2018). 2018. pp.489–492.

СПОСОБ ПЕЛЕНГАЦИИ ПО СОВПАДЕНИЮ НУЛЕИ МНОЖЕСТВА ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ

Л. В. Винник, А.В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий

ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи» (РНИИРС), Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Аннотация. Разработан способ пеленгации источников радиоизлучения по совпадающим положениям нулей множества диаграмм направленности цифровой антенной решетки с адаптивной пространственной фильтрацией. Установлено, что разработанный способ пеленгации источников радиоизлучений обеспечивает одновременное снижение временных затрат на построение пространственного спектра приблизительно в 10 раз при одновременном улучшении разрешающей способности ЦАР около 2 раз. Полученные результаты показали, что способ обладает более высокой устойчивостью к шуму, что позволяет сократить временные затраты на формирование ковариационной матрицы входных сигналов.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, пеленгация источников, сверхразрешение, алгоритм Кейпона.

THE METHOD OF DIRECTION FINDING BY MATCHING OF ZEROS OF RADIATION PATTERN SET WITH ADAPTIVE SPACE FILTER

L. V. Vinnik, A.V. Litvinov, S. E. Mishchenko, V. V. Shatsky

Federal State Unitary Enterprise "Rostov Scientific Research Institute of Radio Communications" (RNIIRS), Rostov-on-Don, Russian Federation

Abstract. The technique of radio sources direction finding by matching zero positions of radiation pattern set of digital antenna array with adaptive space filter is proposed. It is established that proposed technique of radio sources direction finding yields reduction time expenditures for space spectrum synthesis by approximately 10 times side by side with improvement of digital antenna array`s resolution by approximately 2 times. The obtained results shown that the technique has higher noise resistance that allows to reduce time expenditures for calculation of input signals covariance matrix.

Keywords: digital antenna array, direction finding of sources, superresolution, Keypon`s algorithm.

1. Введение

Пеленгация источников радиоизлучений (ИРИ) имеет место в процессе мониторинга радиоэлектронной обстановки. При этом необходимо определять азимутальные, угломестные пеленги ИРИ и амплитуду сигнала, по которым устанавливают координаты ИРИ. Пеленгатор регистрирует излучение путем записи сигналов на элементы антенной системы. Выполняя различные действия над сигналами, принимаемыми антенными элементами, определяют параметры излучения, а затем координаты источника радиоизлучения. Проблема состоит в том, чтобы установить, какие действия над сигналами окажутся эффективнее. Данной проблеме посвящены работы [1, 2].

Известны пеленгаторы, принцип действия которых основан на статистическом анализе сигналов. При этом решение о пеленгации ИРИ осуществляют на основании

данных, соответствующих обработке повторяющихся событий, в то время как в процессе пеленгации могут иметь место однократные неповторяющиеся события [3].

Известны фазовые пеленгаторы, основанные на измерении разности хода лучей при приеме сигнала от ИРИ. Обязательным условием для реализации пеленгатора является использование двух антенных систем с широкой диаграммой направленности (ДН) в плоскости, образованной базой между антенными системами и ИРИ. Неоднозначность фазовой задержки в таких пеленгаторах используется путем использования многобазовых фазовых пеленгаторов [4]. Недостатком фазовых пеленгаторов является слабая помехоустойчивость.

Известны амплитудные пеленгаторы, в которых положение ИРИ определяют путем последовательного обзора пространства [5]. Недостатком таких пеленгаторов является низкая разрешающая способность по углу, соответствующая ширине луча ДН антенной решетки (АР), а также низкая скорость построения пеленгационного рельефа, совпадающая с периодом обзора пространства.

Известны амплитудно-разностные пеленгаторы, в которых осуществляется последовательный или параллельный обзор пространства и измерение углового положения ИРИ при помощи дискриминационной характеристики, формируемой в виде разности соседних приемных лучей ДН, пересекающихся по уровню -3 дБ. Недостаток такого пеленгатора также связан с низкой разрешающей способностью по углу и низкой скоростью построения пеленгационного рельефа при последовательном обзоре пространства [6].

В монографии [7] рассмотрены алгоритмы формирования пеленгационного рельефа со сверхразрешением, опирающиеся на алгоритм Кейпона [8-10]. Помимо алгоритма Кейпона существуют его разновидности, которые позволяют получить более значительную разрешающую способность. К этим алгоритмам, в частности, относятся алгоритм теплового шума [11-13], а также алгоритм MUSIC [10, 14]. Однако эти разновидности алгоритма Кейпона требуют для своей реализации увеличения вычислительных затрат.

В связи с этим представляет интерес задача разработки способов пеленгации ИРИ, которые позволяют добиться более высокой разрешающей способности при меньших вычислительных затратах.

Цель работы состоит в повышении угловой разрешающей способности цифровой АР (ЦАР) и уменьшении вычислительных затрат.

Решаемые задачи

1 Разработка способа пеленгации ИРИ в ЦАР.

2 Численная проверка работоспособности способа.

2. Разработка способа

Рассмотрим M-элементную приемную ЦАР, которая принимает сигналы N_E ИРИ. На выходах приемных каналов АР в общем случае формируются сигналы

$$s_m(t) = \sum_{n=1}^{N_E} a_n \exp(-i\psi_n)\, g_n(t) \exp(i\omega_n t)\, f_m(u_n, v_n) + \xi_m(t), \qquad (1)$$

где a_n и ψ_n – среднеквадратическое значение амплитуды сигнала n-го ИРИ и его фаза; $g_n(t)$ – нормированная комплексная огибающая сигнала, определяемая законом модуляции n-го ИРИ; ω_n – несущая частота сигнала n-го ИРИ; $f_m(u,v)$ – комплексная ДН m-го канала ЦАР; (u_n, v_n) – направление на n-й ИРИ; $\xi_m(t)$ – комплексная огибающая шума M-го канала АР.

Задача состоит в том, чтобы по выборке K комплексных отсчетов сигналов каналов $s_m(t_k)$, где $k=1,2,...,K$, оценить положения N источников и построить пеленгационный рельеф, т.е. пространственное распределение яркости принимаемых сигналов N ИРИ.

Наиболее простой способ построения пеленгационного рельефа состоит в формировании средней ДН ЦАР по мощности в виде функции

$$\overline{\left|F(u,v)\right|^2}=\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\left|\sum_{m=1}^{M}s_m^*(t_k)\,f_m(u,v)\right|^2. \qquad (2)$$

Функция $\overline{\left|F(u,v)\right|^2}$ содержит основные лучи, ориентация которых соответствует направлениям на ИРИ и боковые лепестки. Уровень боковых лепестков зависит от формы раскрыва приемной ЦАР, весовых коэффициентов. Если ИРИ расположены достаточно близко, то лепестки, относящиеся к различным ИРИ, могут сливаться в один луч. При этом угловую разрешающую способность системы определяют как минимальное угловое расстояние, на котором два ИРИ могут быть различимы. В этом случае минимальная разрешающая способность системы обычно составляет от Δ_{-3} до $1.5\Delta_{-3}$ [3] (здесь Δ_{-3} – ширина луча антенной системы по уровню -3 дБ).

В соответствии с известным алгоритмом Кейпона на первом этапе формируют ковариационную матрицу входных сигналов (КМВС) $\mathbf{R}$ [7], элементы которой могут быть записаны в виде

$$R_{m,m'}=\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}s_m(t_k)\,s_{m'}^*(t_k). \qquad (3)$$

На втором этапе решают задачу обращения матрицы КМВС.

На следующем шаге формируют множество гипотез о пространственном расположении ИРИ $\Omega=\{(u_{n'},v_{n'})\}$.

Затем каждому направлению из множества Ω ставят в соответствие вектор-столбец

$$\mathbf{A}_{n'}=\left(A_{m,n'}=\exp\left(-ik\left(x_m u_{n'}+y_m v_{n'}\right)\right)\right). \qquad (4)$$

Особенность вектора $\mathbf{A}_{n'}$ состоит в том, что он обеспечивает синфазное сложение сигналов каналов, принятых с направления $(u_{n'},v_{n'})$.

Для каждой гипотезы вычисляют значение

$$P(u_{n'},v_{n'})=\mathbf{A}_{n'}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}_{n'}. \qquad (5)$$

Здесь H обозначает эрмитово сопряжение.

При проверке гипотез можно принять, что во всех просматриваемых направлениях мощность сигнала одинакова и приравнять ее к единице.

В связи с этим на следующем этапе получают значения отношения сигнал/шум (ОСШ), соответствующие гипотезе единичной мощности сигнала в проверяемых направлениях

$$q^2_{Keipon}(u_{n'},v_{n'})=P^{-1}(u_{n'},v_{n'}). \qquad (6)$$

Распределение вида (6) представляет собой пеленгационный рельеф или пространственный спектр, получаемый по алгоритму Кейпона [15].

Из анализа выражений (5) и (6) следует, что максимумы значений пеленгационного рельефа должны достигаться, если векторы $\mathbf{A}_{n'}$ и $\left(\mathbf{A}_{n'}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}^{-1}\right)^{\mathrm{H}}$ взаимно ортогональны. Заметим, что полная ортогонализация данных векторов невозможна при

наличии внутреннего шума антенной системы. При отсутствии ИРИ матрица $\mathbf{R}$ является диагональной матрицей, а значения элементов на главной диагонали соответствуют дисперсии внутреннего шума. В этом случае векторы $\mathbf{A}_{n'}$ и $\left(\mathbf{A}_{n'}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}^{-1}\right)^{\mathrm{H}}$ коллинеарны и значения выражения (6) минимальны и соответствуют уровню шума. При наличии нескольких удаленных ИРИ скалярное произведение векторов $\mathbf{A}_{n'}$ и $\left(\mathbf{A}_{n'}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}^{-1}\right)^{\mathrm{H}}$ уменьшается, что обеспечивает формирование острого пика пространственного спектра. При уменьшении углового расстояния между несколькими ИРИ эффективность подавления этих источников замедляется, что приводит к расширению лепестков пространственного спектра.

Для оценки разрешающей способности по алгоритму Кейпона в [6] введены понятия статической и динамической ДН. Динамическая ДН представляет собой угловое распределение ОСШ адаптивной АР, а статическая − соответствует обычной амплитудной ДН АР, рассматриваемой в теории антенн. Ширина луча динамической ДН существенно уже, чем ширина луча статической ДН. Это связано с тем, что в случае совпадения направления на ИРИ с направлением фазирования подавления сигнала от данного ИРИ не происходит. Если направление на ИРИ и направление фазирования не совпадают, а угловое расстояние между ними меньше, чем $\Delta_{-3}/2$, т.е. ИРИ расположен в области луча АР, то подавление сигнала от ИРИ происходит, но достигается за счет снижения коэффициента направленного действия (КНД) АР в заданном направлении. Соответствующие исследования приведены в [6]. Там показано, что ширина луча динамической ДН зависит от уровня помех и сигнала. Это означает, что разрешающая способность ЦАР, реализующей алгоритм Кейпона для построения пеленгационного рельефа, также снижается с ростом уровня шума или при снижении мощности сигнала на выходе приемного канала ЦАР.

В соответствии с разработанным способом после формирования и обращения КМВС $\mathbf{R}$ получают $L << |\Omega|$ векторов $\mathbf{A}_{l'}$ для направлений (u_l, v_l). Выбор направлений осуществляют из следующих соображений:

направления (u_l, v_l) должны располагаться вне области пеленгования ИРИ;

направления (u_l, v_l) не должны быть кратны ширине боковых лепестков ДН АР при синфазном сложении сигналов;

если направление (u_l, v_l) выбрано таким образом, что в ДН возникает дифракционный лепесток, то этот дифракционный лепесток не должен попадать в область пеленгации.

Для единожды выбранных L направлений осуществляют формирование ДН АР по формуле в точках (u, v)

$$F_l(u,v) = \left(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}_l\right)^{\mathrm{T}} \mathbf{f}(u,v). \qquad (7)$$

где $\mathbf{f}(u,v)$ − вектор-функция, элементами которой являются комплексные ДН приемных каналов АР $f_m(u,v)$.

ДН АР $F_l(u,v)$ имеют различную ориентацию главного луча и структуру боковых лепестков, но в направлениях (u_n, v_n) они имеют низкий уровень ДН. Каждая из ДН (7) представляет собой ДН ЦАР с адаптивной пространственной фильтрацией. Этот уровень обусловлен подавлением сигналов источников, достигаемым при

использовании записанной КМВС $\mathbf{R}$. Глубина подавления помех зависит от мощности сигналов ИРИ.

После формирования L ДН их нормируют к максимальному значению, вычисляют амплитудное значение и записывают пеленгационный рельеф в виде

$$q^2(u,v)=\left(\sum_{l=1}^{L}\frac{\left|F_l(u,v)\right|^2}{\left|F_l(u_l,v_l)\right|^2}\right)^{-1}. \qquad (8)$$

Анализ перечисленных этапов обработки позволяет утверждать, что все амплитудные ДН $\left|F_l(u,v)\right|$ ЦАР с адаптивной пространственной фильтрацией содержат нули в направлениях на ИРИ, а их сумма в силу смещения максимумов ДН не содержит глубоких нулей в других направлениях. В силу того, что формируемые нули амплитудных ДН в направлениях на ИРИ расположены вне областей главных лучей ДН $\left|F_l(u,v)\right|$, то разрешающая способность системы при построении пеленгационного рельефа по формуле (8) слабо зависит от КНД, в отличие от алгоритма Кейпона, и должна увеличиваться.

Это обеспечивает достижение лучшей разрешающей способности разработанного способа по сравнению с ЦАР, реализующими алгоритм Кейпона.

При сравнении операций, выполняемых при реализации алгоритма Кейпона и разработанного способа, можно заметить, что при расчете пеленгационного рельефа в точках $(u_{n'},v_{n'})$ после обращения КМВС требуется выполнить $(M+1)\cdot L$ операций комплексного умножения и $(M-1)L+L-1$ операций комплексного сложения.

При этом алгоритм Кейпона требует в каждой точке выполнить операции умножения комплексного вектора на матрицу M^2+M комплексных умножений и $(M+1)(M-1)=M^2-1$ комплексных сложений,

Это позволяет заключить, что разработанный способ обладает более высоким быстродействием. Вопросы практической реализации способа рассмотрены в [16].

3. Использование шаблона

В качестве примера рассмотрим 48-ми элементную линейную ЦАР с межэлементным расстоянием 0.52λ, где λ – длина волны.

Пусть ИРИ имеют угловые координаты $\theta_{0n}=-30^\circ,10^\circ,11.5^\circ,40^\circ$. Будем считать, что все ИРИ имеют одинаковые яркости и синфазны.

Отметим, что минимальная ширина луча рассматриваемой ЦАР соответствует 2°. В связи с этим при формировании пеленгационного рельефа при помощи статической ДН второй и третий ИРИ неразрешимы по углу. Также учтем, что максимальный угол сканирования, при котором соблюдаются условия отсутствия дифракционного лепестка, приблизительно равен 67°. Область формирования пеленгационного рельефа обычно ограничена формой ДН одиночного элемента. Если аппроксимировать характеристику направленности одиночного элемента функцией $\cos\theta$, то можно считать, что при $|\theta|\ge 45^\circ$ чувствительность ЦАР к сигналам ИРИ значительно снижается и пеленгационный рельеф можно формировать в секторе углов $\theta\in[-45^\circ,45^\circ]$.

На рис. 1 показаны статическая ДН ЦАР $\left|F(\theta)\right|^2$ (пунктирная кривая), пеленгационный рельеф $q^2_{Keipon}(\theta)$, полученный по алгоритму Кейпона (штриховая

кривая) и пеленгационный рельеф $q^2(\theta)$ согласно разработанному способу (сплошная кривая). Все кривые рассчитаны при наличии внутреннего шума в квадратурных составляющих сигналов, описываемых нормальным распределением с нулевым математическим ожиданием и дисперсией шума, близкой к нулю.

Аналогичные результаты, полученные в условиях внутреннего шума с величиной СКО, равной 0,01, приведены на рис. 2.

В таблице 1 приведены оценки ширины пиков пространственного спектра по уровню половинной мощности, полученные по алгоритму Кейпона и разработанным способом.

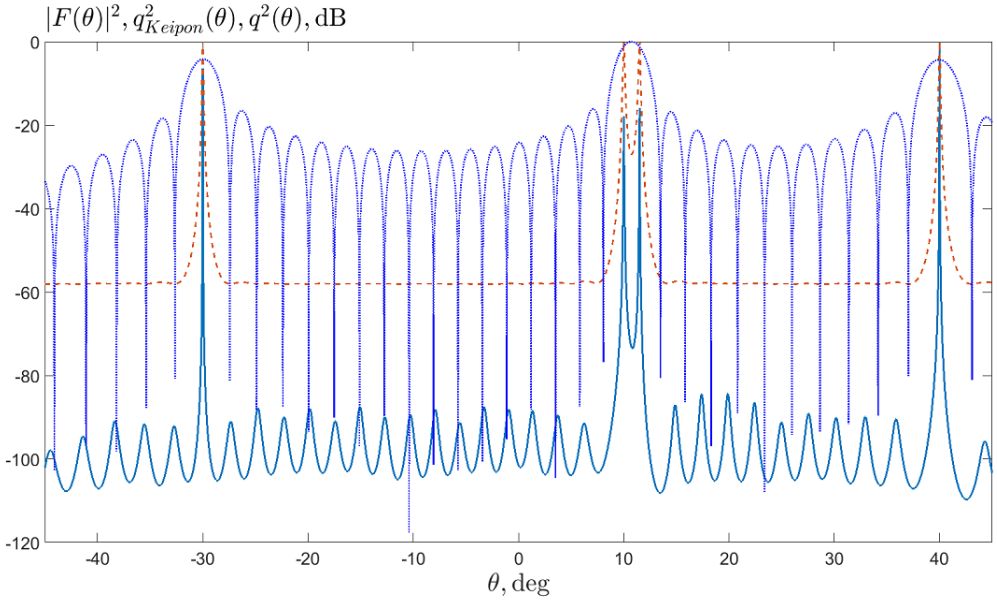


Рис. 1. Пеленгационный рельеф при отсутствии шума: сплошная кривая − разработанный способ; штриховая кривая − алгоритм Кейпона; пунктирная кривая – статическая ДН

Таблица 1. Оценки ширины пиков пеленгационного рельефа

СКО шума	0,001	0,001	0,001	0,001	0,01	0,01	0,01	0,01
θ_{0n}, град	-30	10	11,5	40	-30	10	11,5	40
Алгоритм Кейпона Δ_{-3}, град	0,06	0,12	0,11	0,08	0,68	2,08	2,08	0,70
Разработанный способ Δ_{-3}, град	< 0,005	0,027	0,020	< 0,005	0,007	0,35	0,200	0,34

Следует отметить, что при повышении уровня шума постепенно уменьшается динамический диапазон, в котором представлен пеленгационный рельеф. При дальнейшем повышении уровня шума (СКО, равном 0,025) динамический диапазон пеленгационного рельефа составляет около 12 дБ, а ширины пиков пространственного спектра становятся соизмеримы с соответствующими ширинами лучей ДН АР (рис. 3).

Разработанный способ обеспечивает более широкий динамический диапазон значений пространственного спектра и не приводит к значительному расширению пиков пространственного спектра. Однако с увеличением СКО внутреннего шума растет диапазон колебаний фона, обусловленных структурой боковых лепестков ДН. На фоне этих колебаний может быть потеряна информация о некоторых ИРИ (рис. 4). Очевидно, что уровень шума при реализации рассматриваемых способов определяется временем

формирования КМВС. В связи с этим разработанный способ позволил разрешить по углу источники при значении СКО в 10 раз большем, чем алгоритм Кейпона. Диапазон колебаний, обусловленных структурой боковых лепестков, можно сгладить, если соответствующим образом подобрать направления фазирования (u_l, v_l).

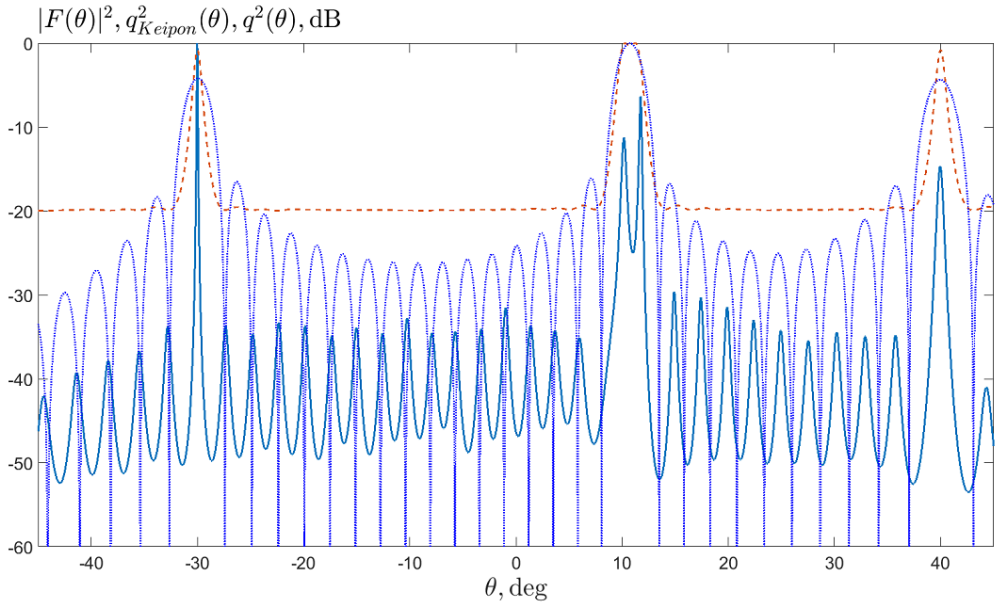


Рис. 2. Пеленгационный рельеф при СКО шума, равном 0.01: сплошная кривая − разработанный способ; штриховая кривая − алгоритм Кейпона; пунктирная кривая – статическая ДН

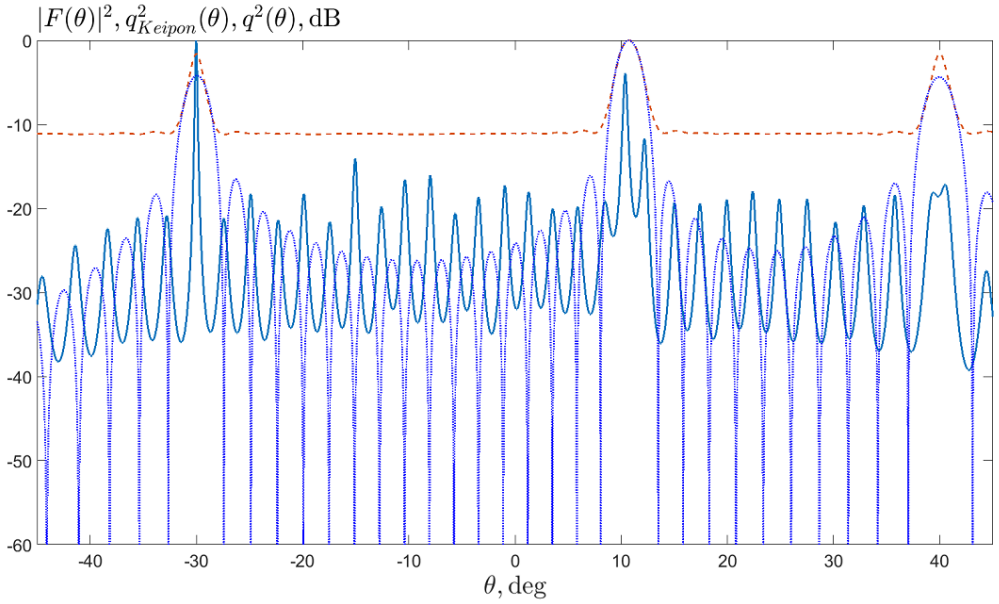


Рис. 3. Пеленгационный рельеф при СКО шума, равном 0.025: сплошная кривая − разработанный способ; штриховая кривая − алгоритм Кейпона; пунктирная кривая – статическая ДН

Например, на рис. 4 приведены результаты формирования пеленгационного рельефа при СКО шума, равном 0.025, при небольших изменениях ориентации L лучей таким образом, чтобы ориентация их максимумов стала антисимметричной. Такой простой прием позволил уменьшить динамический диапазон колебаний фона с 20 до 10 дБ и увеличить амплитуду пика пространственного спектра по сравнению с амплитудами пиков фоновых колебаний.

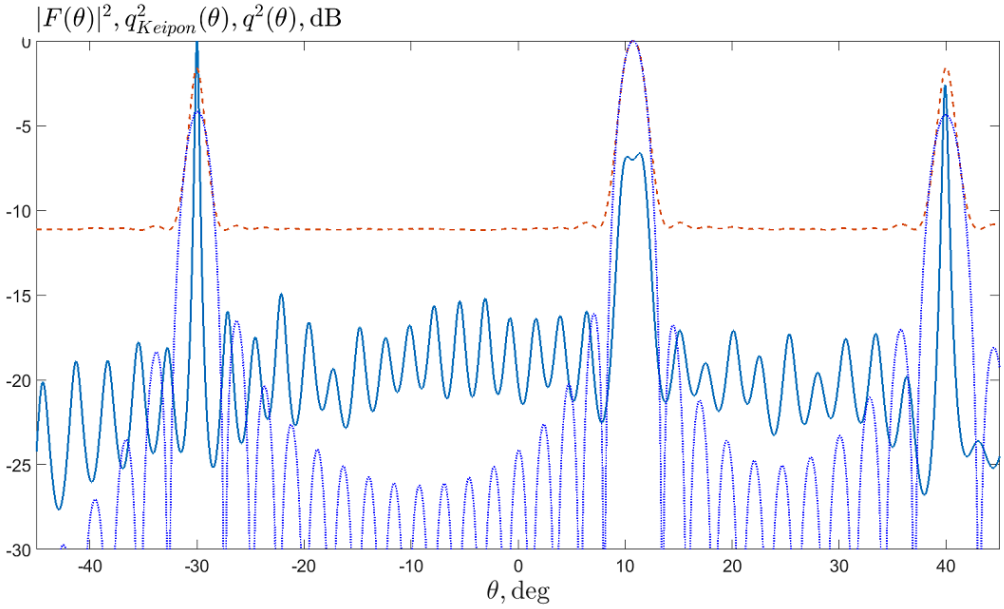


Рис. 4. Пеленгационный рельеф при СКО шума, равном 0.025, и асимметрии положений фазирования лучей: сплошная кривая − разработанный способ; штриховая кривая − алгоритм Кейпона; пунктирная кривая − статическая ДН

Сокращение времени построения пеленгационного рельефа достигается за счет сокращения времени формирования КМВС и уменьшении числа математических операций при реализации способа.

Повышение разрешающей способности обусловлено сужением пиков пространственного спектра. Это связано с тем, что крутизна ДН в области формирования нуля может быть существенно больше, чем в области главного луча ДН.

Для рассмотренного примера ожидаемый выигрыш по времени формирования КМВС для разработанного способа примерно равен 10 раз. Это связано с тем, что данный способ обеспечил обнаружение всех заданных ИРИ при величине СКО шума, равной 0.01, а алгоритм Кейпона − при 0.001.

Снижение объема математических операций для рассмотренного примера привело к тому, что для разработанного способа время расчета пространственного спектра составило 0.063 с, а согласно алгоритму Кейпона − 0.76 с.

Полученные результаты подтверждают, что реализация предлагаемого способа обеспечивает достижение технического результата, состоящего в сокращении времени построения пеленгационного рельефа, приблизительно в 10 раз и повышении разрешающей способности по данным таблицы 1 до 2-х раз.

4. Заключение

Разработанный способ пеленгации ИРИ в ЦАР отличается совокупностью операций, обеспечивающих обнаружение ИРИ по совпадающим положениям нулей ДН ЦАР с адаптивной пространственной фильтрацией с несовпадающей ориентацией максимумов ДН, выведенных за пределы области пеленгации.

Установлено, что способ пеленгации ИРИ в ЦАР для рассмотренного численного примера обеспечил одновременное снижение временных затрат на построение пространственного спектра приблизительно в 10 раз при одновременном улучшении разрешающей способности ЦАР и сужение пиков пеленгационного рельефа около 2 раз.

Разработанный способ пеленгации ИРИ в ЦАР обладает более высокой устойчивостью к шуму, что позволяет сократить временные затраты на формирование КМВС.

Литература

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. М. : Горячая линия-Телеком, 2010. – 624 с.
2. Липатников В.А. Методы радиоконтроля. Теория и практика / В.А. Липатников, О.В. Царик. СПб.: ГНИИ «Нацразвитие», 2018. – 608 с.
3. Иванов Ю.В. Наумов А.С., Саяпин В.Н. и др. Способ и устройство определения координат источника радиоизлучения. RU 2419106, МПК G01S 13/46, заявл. 09.11.09, опубл. 20.05.11 Бюл. №14.
4. Теоретические основы радиолокации: учебное пособие для вузов / Под ред. В.Е. Дулевича. М.: Советское радио, 1978. – 608 с.
5. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. М. : Советское радио, 1970. – 560 с.
6. Дворников С.В., Конюховский В.С., Симонов А.Н. Автоматическое амплитудное пеленгование интерферирующих радиоизлучений // Системы управления, связи и безопасности, 2019, № 1. – С. 67–81.
7. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках М. : Радио и связь, 2003. – 200 с.
8. Capton J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proc. IEEE, 1969, Vol. 57, No 8. – Pp. 1408–1416.
9. Capton J., Goodman N.R. Probability distributions for estimators of the frequency wavenumber spectrum // Proc.IEEE, 1970. Vol 58, No 11. – Pp. 1785–1786.
10. Nickel U. Angular superresolution with phased array radar, a review of algorithms and operational constraints // IEE Proc., Pt.F, 1987. Vol. 134, No 1. – Pp. 53–59.
11. Gabriel W.F. Spectral analysis and adaptive array superresolution technique // Proc. IEEE, 1980, Vol. 68, No 6. – Pp. 654–666.
12. Jhonson R., Miner G.E. Comparision of superresolution algorithms for radio direction finding // IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst., 1986, Vol. 22, No 2. – Pp. 432–441.
13. Черемисин О.П. Адаптивная пеленгация источников интенсивных сигналов в многоканальных системах // Радиотехника и электроника, 1992, Т. 37, № 12. – С. 2199–2209.
14. Schmidt R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimating // Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop, 1979, IEEE Trans. Antennas and Propag., 1986. Vol.34, No.3. – Pp. 276–280.
15. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. – М. : Радиотехника, 2006. – С. 182–188.
16. Винник Л. В., Литвинов А. В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Способ пеленгации источников радиоизлучения. RU 2788079, МПК G01S3/14, заявл. 10.02.2022, опубл. 16.01.2023, Бюл. № 2.

References

1. Radio monitoring – tasks, methods, tools / edited by A.M. Rembovsky. Moscow, Hotline-Telecom, 2010. – 624 p.
2. Lipatnikov, V.A., Tsarik, O.V. Methods of radio monitoring. Theory and practice. Saint-Petersburg, GNII "National Development", 2018. – 608 p.

3. Ivanov Yu.V., Naumov, A.S., Sajapin, V.N. and others. The method and device for determining the coordinates of the radio emission source // RU 2419106, G01S 13/46, Stated. 09.11.2009, Publ. 20.05.2011.
4. Theoretical foundations of radar: a textbook for universities / edited by V.E. Dulevich. Moscow, Sovetskoe radio, 1978. – 608 p.
5. Theoretical foundations of radar / edited by Ya.D. Shirman. Moscow, Soviet Radio, 1970. – 560 p.
6. Dvornikov, S.V., Konyukhovsky, V.S., Simonov, A.N. Automatic amplitude bearing of interfering radio emissions // Control systems, communications and security. – 2019. – No. 1. – Pp. 67-81.
7. Ratynsky, M.V. Adaptation and superresolution in antenna arrays. Moscow, Radio and Communications, 2003. – 200 p.
8. Capton, J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proc. IEEE, 1969, Vol.57, No. 8. – Pp. 1408-1416.
9. Capton, J, Goodman, N.R. Probabilityu distributions for estimators of the frequency wavenumber spectrum // Proc.IEEE, 1970. Vol. 58, No. 11. – Pp. 1785-1786.
10. Nickel, U. Angular superresolution with phased array radar, a review of algorithms and operational constraints // IEE Proc., Pt.F, 1987, Vol. 134, No. 1. – Pp. 53-59.
11. Gabriel, W.F. Spectral analysis and adaptive array superresolution technique // Proc. IEEE, 1980, Vol. 68, No. 6. – Pp. 654-666.
12. Jhonson R. Comparison of superresolution algorithms for radio direction finding / R. Jhonson, G.E. Miner // IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst. – 1986. – vol. 22, No. 2. – pp. 432-441.
13. Cheremisin, O.P. Adaptive direction finding of sources of intense signals in multichannel systems // Radio engineering and electronics, 1992, Vol. 37, No. 12. – Pp. 2199-2209.
14. Schmidt, R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimating // Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop, 1979, IEEE Trans. Antennas and Propag. 1986, Vol. 34, No. 3. – Pp. 276-280.
15. Radar systems of multifunctional aircraft. Vol. 1. RADAR is the information basis of combat operations of multifunctional aircraft. Systems and algorithms of primary processing of radar signals / edited by A.I. Kanashchenkov, V.I. Merkulov. Moscow, Radiotechnika, 2006. – Pp. 182-188.
16. Vinnik, L.V., Litvinov, A.V., Mishchenko, S.E., Shatsky, V.V. Method of direction finding of radio emission sources // RU 2788079, G01S3/14 Stated 02.10.2022, Publ. 16.01.2023.

СПОСОБ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ОРИЕНТАЦИИ ГЛАВНОГО ЛУЧА

В. Г. Денисенко[1], А. В. Литвинов[1], С. Е. Мищенко[1], В. В. Шацкий[1], Н. С. Скворцова[1]

[1]ФГУП «РНИИРС», Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Использование адаптивных антенных решеток обеспечивает максимизацию отношения сигнал/(помеха+шум), но при этом не позволяет контролировать такие параметры формы диаграммы направленности, как ориентацию главного максимума и его форму. Данные параметры могут иметь важное значение, прежде всего, при использовании адаптивных антенных решеток для измерения угловых координат источника сигнала. Для линейной адаптивной антенной решетки разработан способ стабилизации положения главного луча диаграммы направленности и ее формы при различных направлениях на полезный сигнал. Суть метода основана на разделении входного потока данных при формировании ковариационной матрицы помех на два цифровых потока, в один из которых вводят информацию о направлении фазирования луча.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка; диаграмма направленности; ковариационная матрица помех; стабилизация положения главного луча.

A METHOD FOR SUPPRESSING INTERFERENCE IN ADAPTIVE ANTENNA ARRAYS WITH STABILIZATION OF THE ORIENTATION OF THE MAIN BEAM

V. G. Denisenko[1], A.V. Litvinov[1], S. E. Mishchenko[1], V. V. Shatsky[1], N. S. Skvortsova[1]

[1]FGUP "RNIIRS", Rostov-on-Don, Russia

Abstract. Using of adaptive antenna arrays maximizes the signal ratio/(interference + noise), but it does not allow you to control such parameters of the shape of the radiation pattern as the orientation of the main maximum and its shape. These parameters can be important, first of all, when using adaptive antenna arrays to measure the angular coordinates of the signal source. For a linear adaptive antenna array, a method has been proposed to stabilize the position of the main beam of the bottom and its shape in different directions to the useful signal. The essence of the method is based on the separation of the input data stream during the formation of the covariance interference matrix into two digital streams, one of which contains information about the direction of beam phasing.

Keywords: adaptive antenna array; radiation pattern; covariance interference matrix; stabilization of the position of the main beam.

1. Введение

Известно [1-3], что задачей адаптивной пространственной фильтрации является подавление помех в цифровых антенных решетках. Использование адаптивных антенных решеток (ААР) обеспечивает максимизацию отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ), но при этом не позволяет контролировать такие параметры формы диаграммы направленности (ДН), как ориентацию главного максимума и его форму. Данные параметры могут иметь важное значение, прежде всего, при использовании ААР для измерения угловых координат источника сигнала. В связи с этим вопрос стабилизации

положения максимума ДН при использовании адаптивной пространственной фильтрации является актуальным и представляет научный и практический интерес.

Очевидно, что при подавлении помех ориентация луча не изменится в том случае, когда их источники расположены симметрично относительно главного максимума ДН и имеют одинаковую мощность. Возникновение подобной ситуации на практике маловероятно, однако, известные методы диаграммообразования со стабилизацией углового положения лучей построены на этом принципе.

Первый известный способ состоит в сложении двух симметричных ДН относительно направления фазирования [4]. Первая ДН имеет максимум в направлении на источник сигнала, а вторая – максимум в направлении на источник помехи и ноль – в направлении на источник сигнала. Две ДН складывают с коэффициентом, при котором в направлении на источник помехи формируется нуль ДН. Данный способ может быть реализован и путем сложения трех лучей [5].

В теории синтеза антенных решеток известны методы матричного синтеза или энергетической оптимизации, в которых также, как и в адаптации, используют ковариационную матрицу помех. Эту матрицу формируют искусственно, что принципиально позволяет сформировать ДН с симметрично расположенными нулями ДН относительно направления фазирования антенны.

Недостатки указанных способов состоят в том, что они требуют теоретического задания положений источников помех.

Другой способ относится к линейным ААР (ЛААР), у которых максимум ДН ориентирован вдоль нормали к раскрыву. Особенность данного способа является в том, что при формировании ковариационной матрицы помех принятые сигналы разделяют на два цифровых потока, в одном из которых выполняют комплексное сопряжение одного из потоков. Полученные потоки используют для формирования ковариационной матрицы помех [6]. После ее обращения определяют вектор комплексных коэффициентов, обеспечивающий формирование нулей ДН, расположенных симметрично относительно главного максимума. Однако данный способ может использоваться только в том случае, когда направление фазирования антенны остается постоянным и соответствует направлению нормали к раскрыву.

Цель работы – стабилизация положения главного максимума ДН ЛААР в условиях воздействия помех.

Решаемые задачи

1. Разработка способа адаптивной пространственной фильтрации помех со стабилизацией направления максимума ДН.
2. Проверка работоспособности способа.

2. РАЗРАБОТКА СПОСОБА

Рассмотрим M-элементную ЛААР, фазовые центры элементов которой расположены в точках x_m $\left(m=1,2,...,M\right)$.

Пусть сигнал приходит с направления u_0, а помеха – с направления u_1 ($u=\sin\theta$ – точка наблюдения $\theta\in\left[-90^\circ,90^\circ\right]$).

Поскольку для формирования ковариационной матрицы помех необходимо исключить прием сигнальной составляющей, предположим, что на первом этапе обработки на выходах каналов ЛААР присутствует только помеха. В этом случае комплексный сигнал на выходе m-го канала при формировании ковариационной матрицы помех может быть записан в виде

$$s_{1m}(t)=a_1 g_1(t)\exp(i\omega_1 t)\, f_m(u_1)+\xi(t). \qquad (1)$$

Здесь a_1 – комплексная амплитуда помехи; $g_1(t)$ – нормированный сигнал помехи, определяемый видом модуляции; ω_1 – несущая частота помехи; $f_m(u)$ – ДН одиночного элемента ЛААР; $\xi_m(t)$ – внутренний шум канала.

Формирование ковариационной матрицы помех осуществляют по формуле

$$R_{m,m'} = \int_0^T s_{1m}(t)\, s_{1m'}{}^*(t)\, dt. \qquad (2)$$

Поскольку шум в каналах ЛААР является независимым, характеризуется нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2, а, кроме того, не коррелирован с сигналом, то после подстановки (1) в выражение (2) значительная часть слагаемых обращается в ноль. В результате получим

$$R_{m,m'} = |a_1|^2 f_m(u_1) f_{m'}{}^*(u_1) \int_0^T |g_1(t)|^2 dt + \sigma^2 \delta_{m,m'} = K_1 f_m(u_1) f_{m'}{}^*(u_1) + \sigma^2 \delta_{m,m'}, \qquad (3)$$

где $\delta_{m,m'}$ – символы Кронекера; K_1 – постоянный коэффициент.

Представим ДН антенного элемента ЛААР в виде

$$f_m(u) = f_0(u) \exp(ikx_m u), \qquad (4)$$

где $f_0(u)$ – ДН одиночного антенного элемента; k – волновое число; T – символ транспонирования.

С учетом (4) выражение (3) может быть приведено к виду

$$R_{m,m'} = K_1 |f_0(u_1)|^2 \exp(ik(x_m - x_{m'})u_1) + \sigma^2 \delta_{m,m'}, \qquad (5)$$

Аналогичным образом можно сформировать матрицу, соответствующую приему сигнальной составляющей

$$R_{0m,m'} = K_0 |f_0(u_0)|^2 \exp(ik(x_m - x_{m'})u_0). \qquad (6)$$

Для фазирования ЛААР в направлении сигнала используют комплексные весовые коэффициенты

$$A_m = \exp(-ikx_m u_0).$$

Для расчета мощности сигнальной составляющей применяют квадратичную форму

$$\mathbf{P}_0 = \mathbf{A}^T \mathbf{R}_0 \mathbf{A}^* = K_0 |f_0(u_0)|^2 \sum_{m=1}^{M} \sum_{m'=1}^{M} A_m R_{0m,m'} A_{m'}{}^* = M^2 K_0 |f_0(u_0)|^2. \qquad (7)$$

Как видно, при равномерном синфазном сложении сигнальной составляющей на выходе ЛААР мощность одного канала увеличивается в M^2 раз.

Аналогичным образом можно оценить мощность шума и помехи при помощи выражения

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_1 &= \mathbf{A}^T \mathbf{R} \mathbf{A}^* = K_1 |f_0(u_1)|^2 \sum_{m=1}^{M} \sum_{m'=1}^{M} A_m R_{m,m'} A_{m'}{}^* = \\ &= K_1 |f_0(u_1)|^2 \left(\sum_{m=1}^{M} \sum_{m'=1}^{M} \exp(ik(x_m - x_{m'})(u_1 - u_0)) + M\sigma^2 \right). \end{aligned} \qquad (8)$$

Отсюда видно, что при отсутствии помехи мощность шума на выходе увеличивается только в M раз. Однако при наличии помехи равномерное синфазное сложение сигналов не является оптимальным.

С учетом введенных обозначений величина ОСПШ определяется отношением квадратичных форм

$$q^2 = \frac{P_0}{P_1} = \frac{\mathbf{A}^T \mathbf{R}_0 \mathbf{A}^*}{\mathbf{A}^T \mathbf{R} \mathbf{A}^*}. \quad (9)$$

В выражении (9), как видно из (7), матрица $\mathbf{R}_0$ является матрицей первого ранга, а матрица $\mathbf{R}$ – положительно определена.

Для определения оптимального вектора $\mathbf{A}$ следует решить характеристическое уравнение регулярного пучка эрмитовых форм [7]

$$\left| P_0\left(\mathbf{A}^\lambda\right) - \lambda P_1\left(\mathbf{A}^\lambda\right) \right| = 0, \quad (10)$$

где пара $\left(\lambda, \mathbf{A}^\lambda\right)$ содержит собственное значение и собственный вектор матрицы $\mathbf{R}$. Максимальное значение ОСПШ (9) достигается в том случае, если вектор $\mathbf{A}^\lambda$ соответствует максимальному собственному значению λ. Кроме того, известно, что в рассматриваемом случае, когда $\mathrm{rank}\left(\mathbf{R}_0\right) = 1$, искомый вектор $\mathbf{A}^\lambda$ может быть найден по формуле [8,9]

$$\mathbf{A}^\lambda = \mathbf{A}\mathbf{R}_0\mathbf{R}^{-1}. \quad (11)$$

Алгоритм определения комплексных весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки не меняется и в том случае, когда на работу ЛААР воздействуют два источника помехи. В этом случае

$$s_{12m}(t) = a_1 g_1(t) \exp(i\omega_1 t)\, f_m(u_1) + a_2 g_2(t) \exp(i\omega_2 t)\, f_m(u_2) + \xi(t). \quad (12)$$

Если предположить, что помехи являются взаимно некоррелированными, то получим

$$\begin{aligned} R_{m,m'} &= K_1 \left| f_0(u_1) \right|^2 \exp\left(ik\left(x_m - x_{m'}\right)u_1 \right) + \\ &+ K_2 \left| f_0(u_2) \right|^2 \exp\left(ik\left(x_m - x_{m'}\right)u_2 \right) + \sigma^2 \delta_{m,m'}. \end{aligned} \quad (13)$$

Отметим, что в данном случае рассматривается случай приема двух некоррелированных помех. Это позволяет в выражении (13) исключить слагаемые, связанные с их взаимной корреляцией.

Рассмотрим теперь идеализированный случай воздействия на АР двух помех, первая из которых ориентирована в направлении u_1, а вторая – в направлении, которое является симметричным относительно направления фазирования, т.е. $u_2 = u_0 + \left(u_0 - u_1\right) = 2u_0 - u_1$. При этом будем считать, что сигнал, приходящий с направления u_2, отличается от сигнала с направления u_1 противоположной фазой. В этом случае выражение (12) может быть записано в виде

$$\begin{aligned} s_{12m}(t) &= a_1 g_1(t) \exp(i\omega_1 t)\, f_m(u_1) + a_1^* g_1^*(t) \exp(-i\omega_1 t)\, f_m(2u_0 - u_1) + \xi(t) = \\ &= s_1(t) + s_1^*(t)\, f_m(2u_0) + \xi(t). \end{aligned} \quad (14)$$

Если использовать полученный сигнал для формирования ковариационной матрицы помех, получим

$$\begin{aligned} R_{m,m'} &= K_1 \left| f_0(u_1) \right|^2 \exp\left(ik\left(x_m - x_{m'}\right)u_1 \right) + K_1 \left| f_0(u_1) \right|^2 \exp\left(ik\left(x_m - x_{m'}\right)\left(2u_0 - u_1\right) \right) + \\ &+ a_1^2 g_1^2 \exp(i2\omega_1 t)\, f_0(u_1)\, f_0(2u_0 - u_1) \exp(ikx_m u_1) \exp\left(-ikx_{m'}\left(2u_0 - u_1\right)\right) + \\ &+ a_1^2 g_1^2 \exp(i2\omega_1 t)\, f_0(u_1)\, f_0(2u_0 - u_1) \exp(-ikx_m u_1) \exp\left(ikx_{m'}\left(2u_0 - u_1\right)\right) + \sigma^2 \delta_{m,m'}. \end{aligned} \quad (15)$$

Появление дополнительных слагаемых по сравнению с выражением (14) является ненужным. В связи с этим целесообразно при обработке сигналов сформировать не одну, а две ковариационные матрицы помех. Первая ковариационная матрица помех будет описываться выражением

$$R^{(1)}_{m,m'} = K_1 \left| f_0(u_1) \right|^2 \exp\left(ik\left(x_m - x_{m'} \right) u_1 \right) + \sigma^2 \delta_{m,m'} . \quad (16)$$

Вторая ковариационная матрица будет формироваться с использованием сопряженного по фазе сигнала

$$R^{(2)}_{m,m'} = \exp\left(ik\left(x_m - x_{m'} \right) 2u_0 \right) \left(K_1 \left| f_0(u_1) \right|^2 \exp\left(-ik\left(x_m - x_{m'} \right) u_1 \right) + \sigma^2 \delta_{m,m'} \right). \quad (17)$$

Результирующую ковариационную матрицу сформируем в виде суммы матриц (16) и (17).

В результате с учетом выражения (11) получим

$$\mathbf{A}^{\lambda} = \mathbf{A}\mathbf{R}_0 \left(\mathbf{R}^{(1)} + \mathbf{R}^{(2)} \right)^{-1}. \quad (18)$$

Таким образом, разработанный способ адаптивной пространственной фильтрации в ЛААР состоит в том, что при формировании ковариационной матрицы помех совокупность комплексных входных цифровых отсчетов сигналов каналов ЛААР разделяют на два потока. Далее осуществляют комплексное сопряжение цифровых отсчетов второго потока. В каждом канале ЛААР умножают полученные сопряженные отсчеты второго цифрового потока на комплексный коэффициент, представляющий собой квадрат сопряженного фазового множителя вектора фазирования для соответствующего канала обработки. После этого с использованием полученных двух цифровых потоков формируют ковариационную матрицу помех, которую обращают и умножают на вектор фазирования ЛААР. В результате получают вектор комплексных весовых коэффициентов, обеспечивающих подавление помех и стабилизацию положения главного луча ДН.

Разработанный способ отличается от известных операцией добавления в ковариационную матрицу помех информации о направлении фазирования ЛААР.

3. Результаты численных исследований

Для проверки работоспособности разработанного способа обработки сигналов рассмотрим ЛААР при $M = 32$ и шаге решетки, равном $d = 0.55\lambda$. Максимум ДН ориентируем в направлении $u = 0.1$.

Пусть сначала на ЛААР воздействует мощная помеха с направления $u_1 = 0.02$. В качестве помехи рассматривался ЛЧМ сигнал (девиация частоты была равна 2 МГц), число отсчетов сигнала помехи, учитываемых при формировании ковариационной матрицы помех было равно 10^4. Внутренний шум моделировался при помощи датчика случайных чисел, распределенных по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием. Величина СКО шума и амплитуда источника помех отличались в 10^6 раз. Такое большое отличие выбрано для того, чтобы формируемый нуль ДН был достаточно глубоким.

На рис. 1 приведены исходная ДН ЛААР – штриховая кривая и ДН, полученная после вычисления комплексных весовых коэффициентов по формуле (11). На данном рисунке вертикальные линии соответствуют направлению действия помехи и направлению, расположенному симметрично относительно направлению главного максимума ДН.

Диаграмма направленности, сформированная в результате применения предложенной обработки сигналов (выражение (18)), приведена на рис. 2. Обозначения на данном рисунке идентичны введенным ранее на рис. 1.

На рис. 3 приведена ДН в окрестности главного максимума. Штриховая кривая соответствует исходной ДН. Наиболее широкий луч (сплошная кривая) соответствует предлагаемой обработке сигналов. Сопоставление этой кривой с штриховой кривой показывает, что формируемый луч сохраняет свою ориентацию в пространстве, а

изменение формы симметрично относительно исходной ДН. Более узкий луч (сплошная кривая) получен для обычной адаптивной АР. В этом случае расширение ДН является асимметричным, что связано с отклонением луча относительно заданного направления.

Анализ полученных результатов показывает, что платой за стабилизацию симметрии главного луча является снижение коэффициента направленного действия (КНД). Однако расширение луча при добавлении одного нуля в большинстве практических случаев является несущественным. В данном примере расширение луча составило 0.1° при формировании одного нуля ДН (снижение КНД на 4% относительно КНД исходной ДН) и приблизительно 0.2° – при формировании двух нулей ДН (снижение КНД на 8%). Уход луча в рассматриваемом примере составляет 0.06°. Однако при снижении числа антенных элементов уходы луча будут становиться все более заметными.

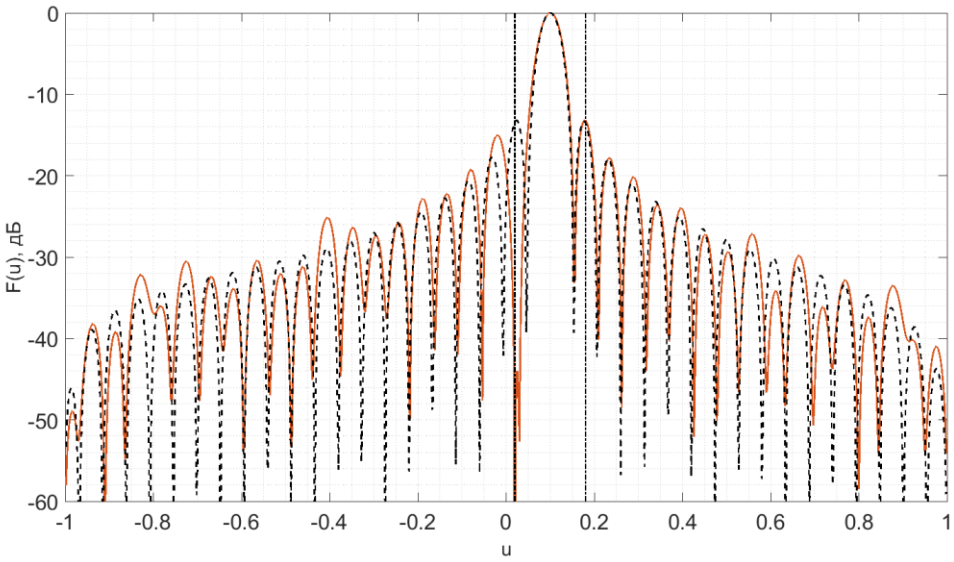


Рис. 1. Исходная ДН АР при равномерном синфазном сложении (штриховая кривая), ДН ЛААР с подавлением одного источника помех (сплошная кривая).

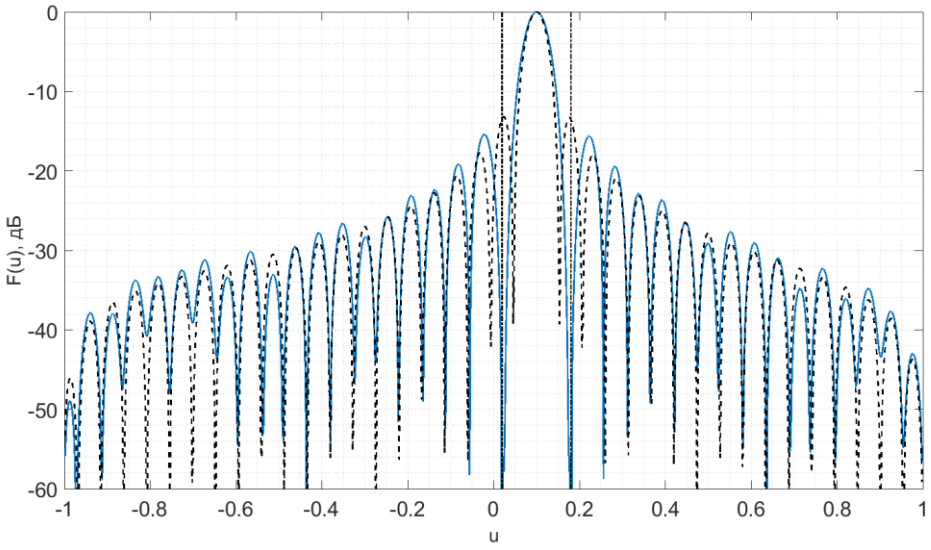


Рис. 2. Исходная ДН АР при равномерном синфазном сложении – штриховая кривая, ДН ЛААР с симметричным формированием нулей ДН (предлагаемая обработка сигналов) – сплошная кривая.

Разработанный способ сохраняет свою работоспособность и в том случае, когда на ЛААР воздействуют несколько источников помех. В этом случае адаптация наиболее эффективна по отношению к самой мощной из воздействующих помех. При этом выполнение каких-либо дополнительных действий над сигналами не требуется, поскольку все помехи складываются в пространстве, а обработка осуществляется в соответствии с выражением (18).

Далее была рассмотрена ситуация, при которой на работу ЛААР воздействовали два источника помех, причем один из источников попадал в область главного луча. Эта ситуация является самой неблагоприятной при реализации адаптивной пространственной фильтрации. На рис. 4 представлены результаты при $u_1 = 0.175, u_2 = 0.5$ для обычной адаптивной пространственной обработки сигналов. Обозначения на рис. 4 совпадают с введенными ранее на рис. 1.

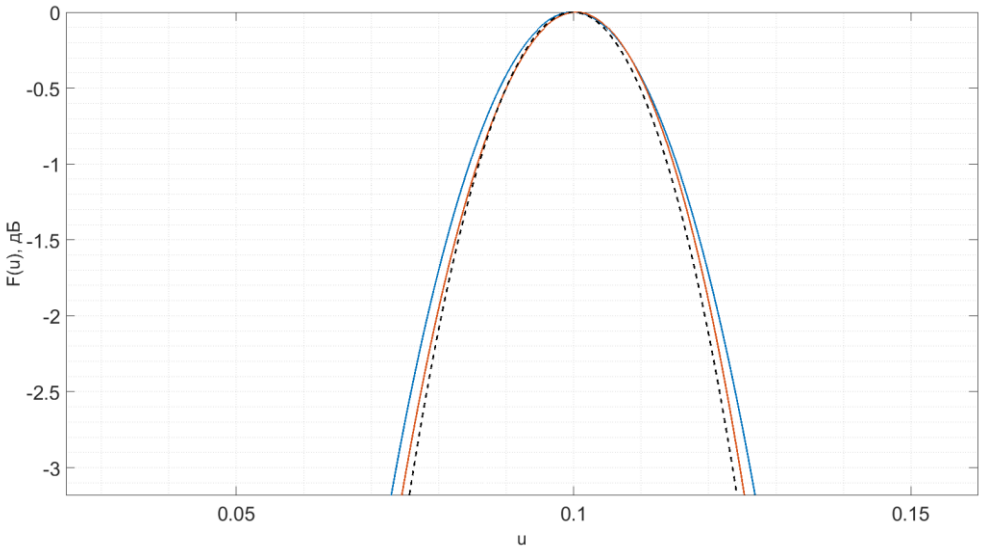


Рис. 3. ДН в области главного луча: исходная ДН – штриховая кривая, широкий луч – предлагаемая обработка, более узкий луч – обычная обработка сигналов.

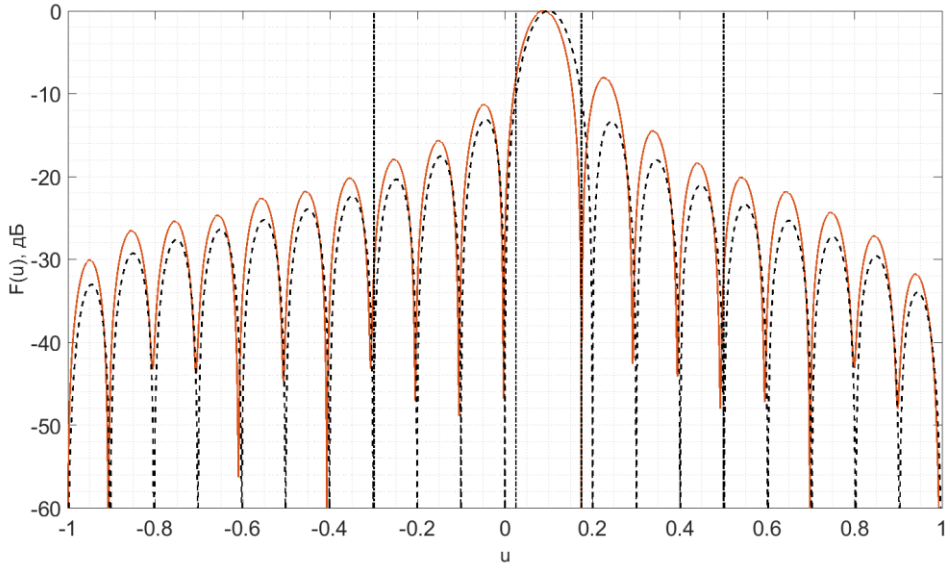


Рис. 4. Исходная ДН АР при равномерном синфазном сложении (штриховая кривая), ДН ЛААР с подавлением двух источников помех $u_1 = 0.175, u_2 = 0.5$ (сплошная кривая).

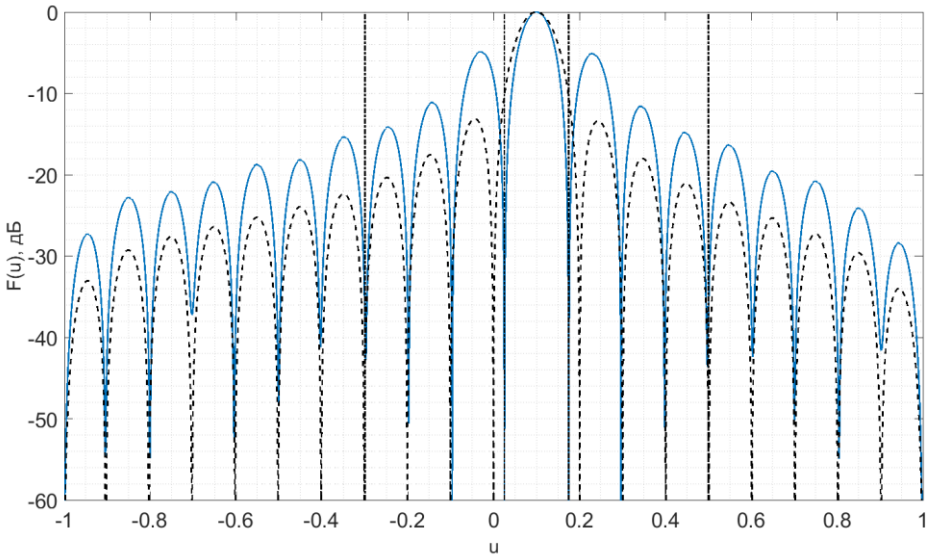


Рис. 5. Исходная ДН АР при равномерном синфазном сложении – штриховая кривая, ДН ЛААР с симметричным формированием нулей ДН – сплошная кривая.

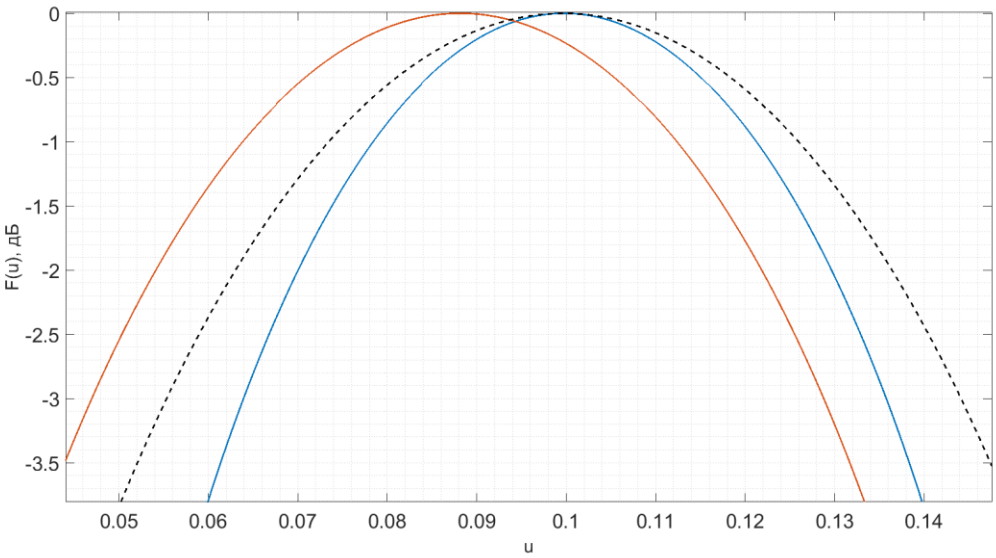


Рис. 6. Область главного максимума ДН: штриховая кривая – исходная ДН ЛААР, сплошная кривая с максимумом в направлении $u_0 = 0.1$ – разработанный способ, сплошная кривая со смещенным максимумом – обычная обработка сигналов в ЛААР.

Из анализа результатов на рис. 4 можно заключить, что точная ориентация нуля ДН в направлении на источник помехи получена в направлении $u_1 = 0.175$. При этом действие второй помехи в направлении $u_2 = 0.5$ заметно ослаблено, но положение нуля ДН соответствует ориентации помехи не совсем точно (смещение равно примерно 0.01). Также на данном рисунке хорошо заметен уход главного максимума ДН и некоторый рост уровня боковых лепестков.

На рис. 5 приведены результаты формирования ДН ЛААР при подавлении двух источников помех. Обозначения на данных рисунках совпадают с обозначениями на рис. 2.

Сопоставление результатов на рис. 4 и 5 показывает, что разработанный способ обеспечил не только точную установку всех нулей ДН в направлении на источники

помех, но и позволил избежать ухода главного луча. Платой за повышение ОСПШ также является рост уровня боковых лепестков.

На рис. 6 приведено увеличенное изображение ДН в области главного максимума ДН. Штриховая кривая, по-прежнему, соответствует исходной ДН, наиболее узкий луч, с максимумом в направлении $u_0 = 0.1$ соответствует разработанному способу обработки сигналов, а смещенный луч – классической адаптивной пространственной фильтрации. Этот рисунок демонстрирует существенное отклонение главного максимума ДН на 0.011 (более 0.6° от направления фазирования) при обычной адаптивной пространственной фильтрации.

4. Заключение

Таким образом, разработанный способ подавления помех в ЛААР отличается от известных способностью формирования симметричных нулей ДН относительно главного луча при сканировании луча. Это обеспечивает возможность стабилизации положения луча и обеспечивает сохранение симметрии главного луча относительно главного максимума ДН. Полученные результаты показали, что способ эффективен при воздействии двух источников помех и даже в том случае, когда один из источников помех попадает в область главного луча ДН. Для рассмотренного примера реализация разработанного способа позволила избежать ухода луча на 0.6° и более.

Литература

1. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. - 200 с.
2. Нефедов С. И., Крючков И. В., Ниниашвили М. И., Лесников Г. А., и Соловьев Н. А., Обзор основных методов пространственно-временной адаптивной обработки сигналов (STAP) в радарах с синтезированной апертурой (космического базирования). // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение», 2012. – С. 251–258.
3. Melvin W. L. A STAP overview // IEEE Aero. and Elect. Syst. Mag., 2004, Vol. 19, No. 1.
4. Мануилов Б.Д., Шабловский В.М., Яковенко В.А., Сариев К.Э. Способ формирования провала в диаграмме направленности антенной решетки. SU 1712993SU, H01Q 21/00, 3/26, заявл. 11.04.1989, опубл. 15.02.1992, Бюл. № 6.
5. Мануилов Б.Д., Пугачев В.В. Способ совместного формирования нулей в суммарной и разностной диаграммах направленности моноимпульсных антенных решеток. RU 2120161, H01Q 3/26, заявл. 05.02.1997, опубл. 10.10.1998.
6. Родионов В.С., Родионов С.В. Способ формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки. RU 2287880, МПК H01Q 21/29, заявл. 23.08.2004, опубл. 20.11.2006, Бюл. 32.
7. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М.: Физматлит, 2010. – 576 с.
8. Парлетт Б. Симметричная проблема собственных значений. Численные методы. М: Мир, 1983. – 382с.

References

1. Ratynsky, M.V. Adaptation and superresolution in antenna arrays. M.: Radio and Communications, 2003. – 200p.
2. Nefedov, S. I., Kryuchkov, I. V., Noniashvili, M. I., Lesnikov, G. A., and Solovyov, N. A. Review of the main methods of space-time adaptive signal processing (STAP) in synthetic aperture radars (space-based). // Bulletin of the Bauman Moscow State Technical University. Ser. "Instrument Engineering", 2012. Pp. 251-258.

3. Melvin, W. L. A STAP overview // IEEE Aero. and Elect. Syst. Mag. 2004, Vol. 19, No. 1.
4. Manuilov, B.D., Shablovsky, V.M., Yakovenko, V.A., Sariev, K.E. The method of forming a dip in the directional pattern of the antenna array. SU 1712993, H01Q 21/00, 3/26, stat. 04.11.1989, publ. 02.15.1992.
5. Manuilov, B.D., Pugachev, V.V. Method of joint formation of zeros in total and difference radiation patterns of monopulse antenna arrays. RU 2120161, H01Q 3/26, stat. 05.02.1997, publ. 10.10.1998.
6. Rodionov, V.S., Rodionov, S.V. Method of forming the directional pattern of an adaptive antenna array. RU 2287880, H01Q 21/29, prior. 08.23.2004, publ. 11.20.2006.
7. Gantmakher, F. R. Matrix theory. New York: AMS Chelsea publishing co., 1959. – 492p.
8. Parlett, B.N. The symmetric eigenvalue problem. Classics in Applied Mathematics. Philadelphia: SIAM, 1980. – 422p.

СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЭФФЕКТИВНОИ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ИСТРЕБИТЕЛЕЙ ЧЕТВЕРТОГО И ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

Е. А. Ищенко[1], С. М. Фёдоров[1], А. В. Володько[1], Д. К. Проскурин[1]

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

Аннотация. В работе рассматривается возможность моделирования и экспериментального исследования картин эффективной площади рассеяния (ЭПР) для самолетов четвертого и пятого поколения. В процессе исследования производилось моделирование характеристик самолетов F-16A, F-35A, F-35A Beast Mode. Для получения картин ЭПР в процессе электродинамического моделирования использовались асимптотические методы в электродинамике. Макетные измерения проводились на основе ультразвуковой локации и масштабных моделей 1/72. Полученные результаты показывают высокую точность как методов моделирования, так и экспериментальных исследований. Предложенные методы позволяют провести быстрое и эффективное исследование характеристик ЭПР объектов.

Ключевые слова: эффективная площадь рассеяния (ЭПР), ультразвуковая локация, обнаружение целей, истребители четвертого и пятого поколений.

COMPARISON OF CHARACTERISTICS OF THE EFFECTIVE SCATTERING AREA OF FOURTH AND FIFTH GENERATION FIGHTERS

E. A. Ishchenko[1], S. M. Fedorov[1], A. V. Volodko[1], D. K. Proskurin[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper examines the possibility of modeling and experimental study of the radar cross section (RCS) patterns for fourth and fifth generation aircraft. During the research, the characteristics of the F-16A, F-35A, and F-35A Beast Mode aircraft were simulated. To obtain RCS patterns in the process of electrodynamic modeling, asymptotic methods in electrodynamics were used. Breadboard measurements were carried out based on ultrasonic location and 1/72 scale models. The results obtained show the high accuracy of both modeling methods and experimental studies. The proposed methods allow for a quick and effective study of the RCS characteristics of objects.

Keywords: radar cross section (RCS), ultrasonic location, target detection, fourth and fifth generation fighters.

1. Введение

Развитие технологий в современной авиации тесно связано с применением технологий малозаметности (стелс). Так, интегрированная авионика, малозаметность, объединение самолетов в единый комплекс является важным компонентом самолетов пятого поколения. Особый интерес вызывает сравнение самолетов 4 и пятого поколения по показателям эффективной площади рассеяния, так как его исследование позволяет оценить эффективность применения новых методов снижения заметности. Развитие авиации до пятого поколения – трудоемкий процесс, который описан в работе [1]. Авторы статьи описывают трудности, которые возникали на этапе проектирования и разработки первого самолета пятого поколения – F-22A Raptor. Особый акцент делается

на повышении тяговооруженности и аэродинамической эффективности. Стоит отметить, что первый самолет, который был построен по технологии стелс F-117A Night Hawk обладал плохой аэродинамикой и имел тенденцию к сваливанию [2]. Именно поэтому внедрение и применение современных технологий самолетостроения позволяет добиться сохранения высокой аэродинамической эффективности и малозаметности в самолетах пятого поколения.

В процессе разработки новых самолетов для снижения заметности особое внимание уделяется размещению вооружений, так как внешне закрепленное вооружение значительно повышает ЭПР объектов [3]. Базовым в исследовании характеристик отражения является электродинамическое моделирование, которое позволяет оценить характеристики отражения для объектов любой сложности [4-6]. В данной работе рассматривается исследование однодвигательных самолетов четвертого (F-16 Fighting Falcone), а также пятого (F-35A Lightning II) поколения с точки зрения радиолокационной заметности. Также особый интерес вызывает изучение влияния внешних вооружений на ЭПР объекта – F-35A Beast Mode. Исследования проводились с использованием электродинамического моделирования, а также с применением экспериментального метода ультразвуковой локации [7].

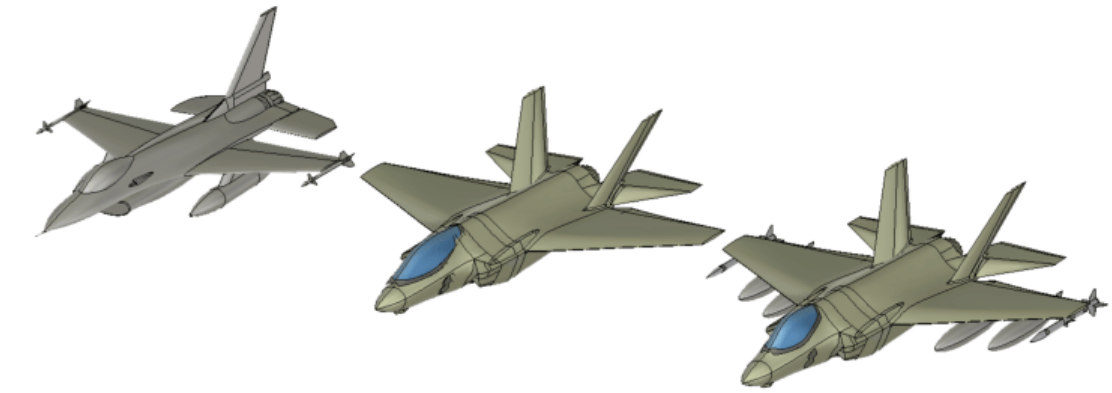
2. Электромагнитное моделирование диаграмм обратного рассеяния самолетов

Решение задачи определения характеристик диаграмм рассеяния самолетов является электродинамически крупной задачей, поэтому применение стандартных методов расчета затруднено. Для расчетов оптимально применять асимптотические методы в электродинамике, например, реализованный в CST Studio Suite 2023 метод SBR, который базируется на анализе k-d дерева с учетом переотраженных лучей [6]. В процессе расчета учитывались 25 переотраженных луча, что позволило достичь максимальной точности, при этом для ускорения расчетов применялись два графических ускорителя Nvidia Testa T4, при этом расчет занимал 5 суток для каждой модели. На рисунке 1 приводится вид исследуемых моделей самолетов.

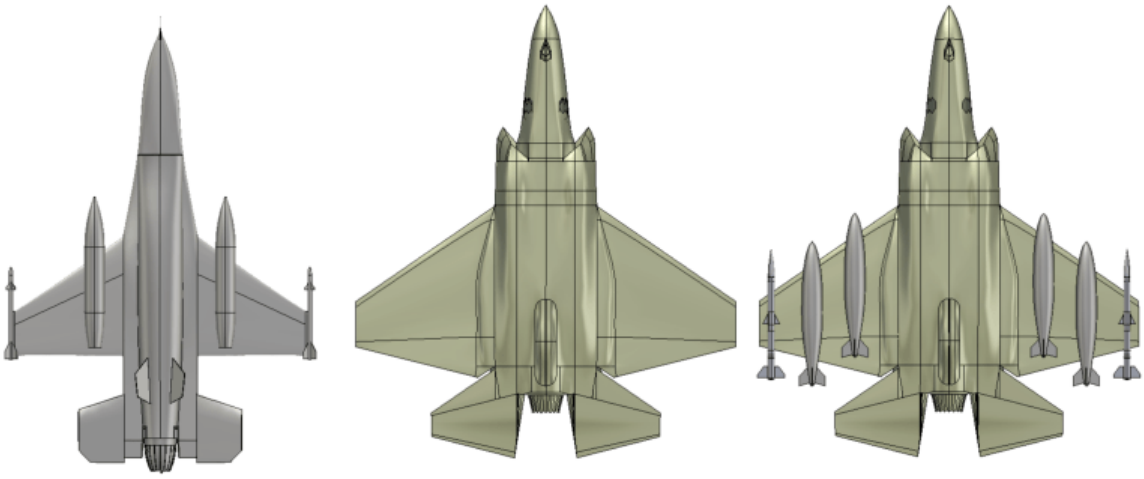
Для электродинамических расчетов была выбрана частота 10 ГГц, при этом размеры моделей соответственно составили 332 длины волны для размаха крыла F-16, 357 длин волн для размаха крыла F-35A. Применение асимптотических методов позволяет также получить информацию о «блестящих» точках модели, которые показывают наиболее заметные участки самолета – рисунок 2.

Как показывают полученные результаты, геометрические формы объекта оказывают серьезное влияние на характеристики ЭПР объекта. Также стоит отметить, что применение технологий малозаметности на F-35 позволяет значительно снизить заметность, при этом установка подвесного вооружения приводит к росту значений ЭПР объекта. На рисунке 3 приводится вид картин ЭПР в горизонтальной плоскости.

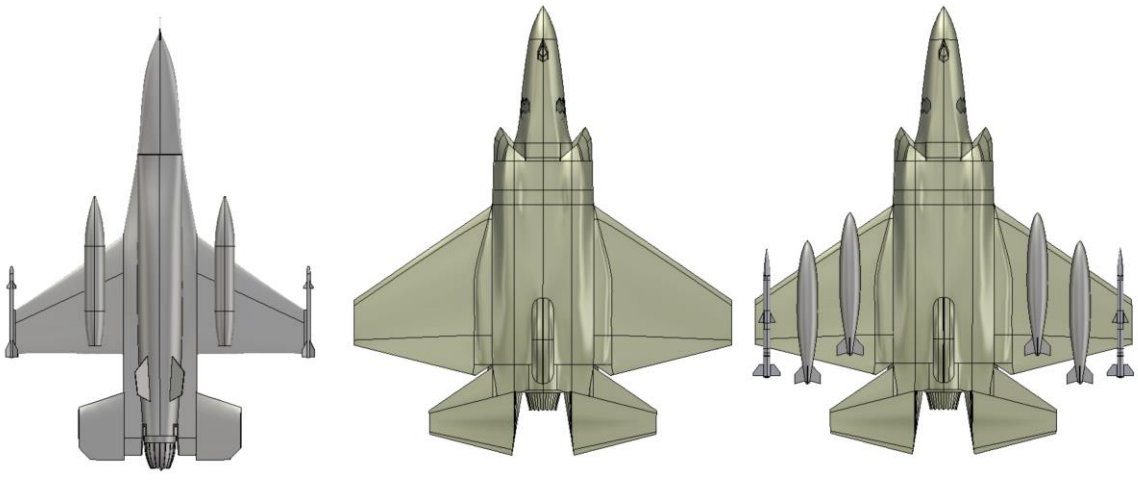
Полученные результаты показывают, что применение технологий малозаметности в конструкции F-35 позволяет значительно снизить уровень ЭПР, при этом добавление навесного оборудования приводит к росту уровня ЭПР на 7 дБ. Полученные результаты показывают, что самолеты пятого поколения значительно превосходят четвертое по скрытности, что подтверждают результаты электродинамического моделирования. Проведем исследование моделей путем применения ультразвуковой локации с использованием метода из [7].



а)

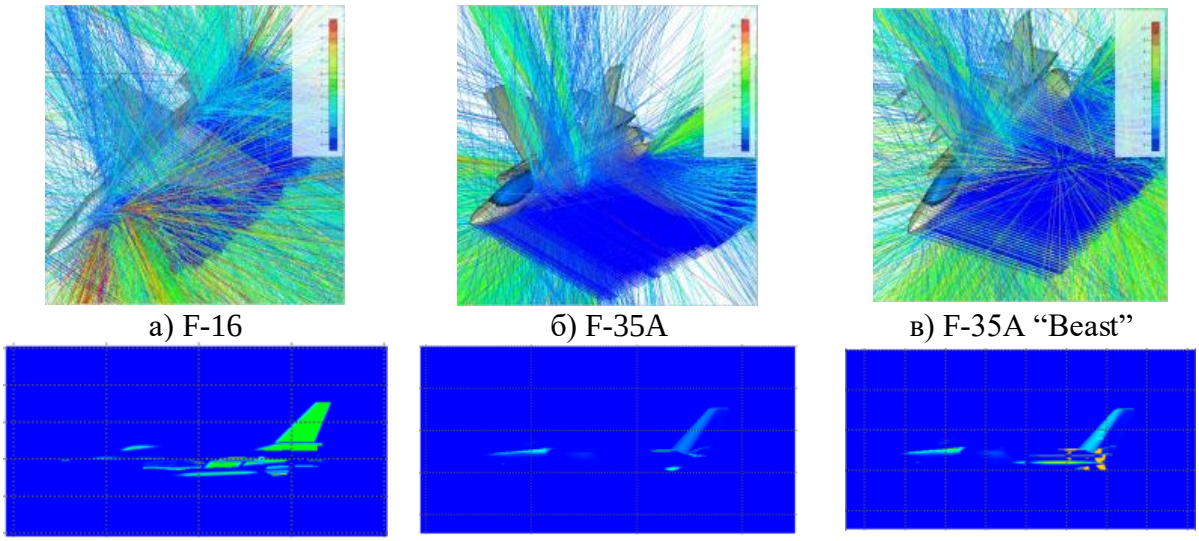


б)



в)

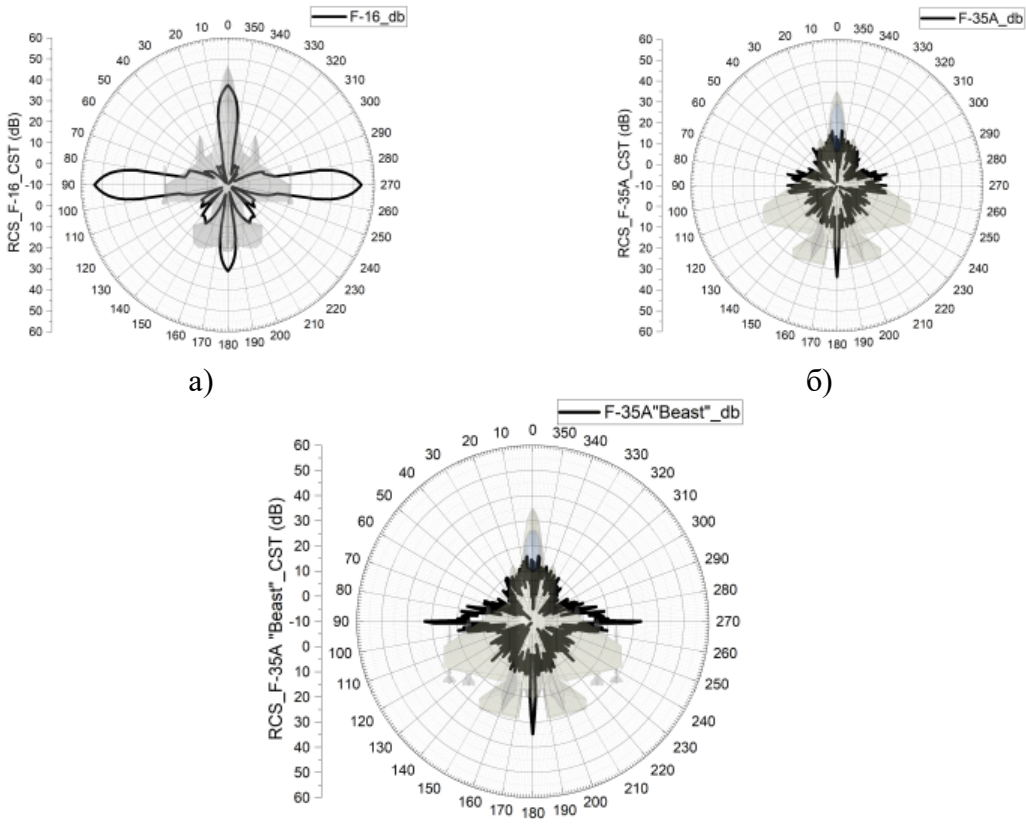
Рис. 1. Модели исследуемых самолетов, слева на право: F-16 Fighting Falcone (на крыльях закреплены два топливных бака и две ракеты AIM-9X Sidewinder), F-35A Lightning II (режим стелс, оружие на крыльях отсутствует, все во внутренних отсеках), F-35A Lightning II “Beast Mode” (максимальное вооружение, 4 бомбы JDAM, 2 ракеты AIM-120 AMRAAM).



а) F-16 б) F-35A в) F-35A “Beast”

г) F-16 д) F-35A е) F-35A “Beast”

Рис. 2. Результаты моделирования трассировки лучей: а-в) пути отражения лучей; г)-е) блестящие точки.



а) б)

в)

Рис. 3. Картины ЭПР исследуемых самолетов в логарифмическом масштабе.

3. Экспериментальное исследование самолетов ультразвуковым локатором

При экспериментальном исследовании использовались модели в масштабе 1/72, которые облучались ультразвуковой волной с частотой 40 кГц. Внешний вид моделей самолетов приводится на рисунке 4, при этом важно отметить, что масштабные модели максимально приближены к реальным, так F-35 имеет S-образные воздуховоды,

которые позволяют скрыть лопатки компрессора двигателя, чем повышается скрытность.



а) F-16, Моделист 1/72



б) F-35A, Hasegawa 1/72



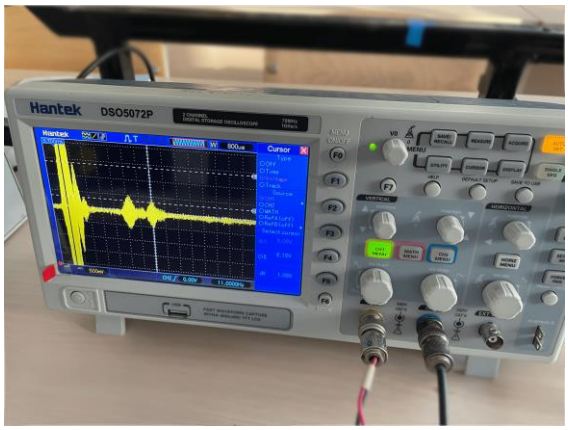
в) F-35A “Beast”, Hasegawa 1/72

Рис. 4. Модели самолетов в масштабе 1/72 для экспериментальных измерений. Вооружение у F-16: 1 подвесной топливный бак, 2 бомбы JDAM, 2 ракеты AGM-88 HARM, 2 ракеты AIM-9X Sidewinder; у F-35 “Beast”: 4 бомбы JDAM, 2 ракеты AIM-120 AMRAAM.

При измерениях производилось снятие моностатических картин ЭПР, то есть прием и излучение происходило с одного направления, что позволяет определить ЭПР объекта. Процесс измерения происходит на основе излучения волны, которая отражается от объекта с последующим измерением характеристик поля на осциллографе. Полученные значения отраженной волны записываются совместно с мерой угла измерения, что позволяет получить картину ЭПР цели. На рисунке 5 приводится процесс измерения характеристик модели самолета.



а)



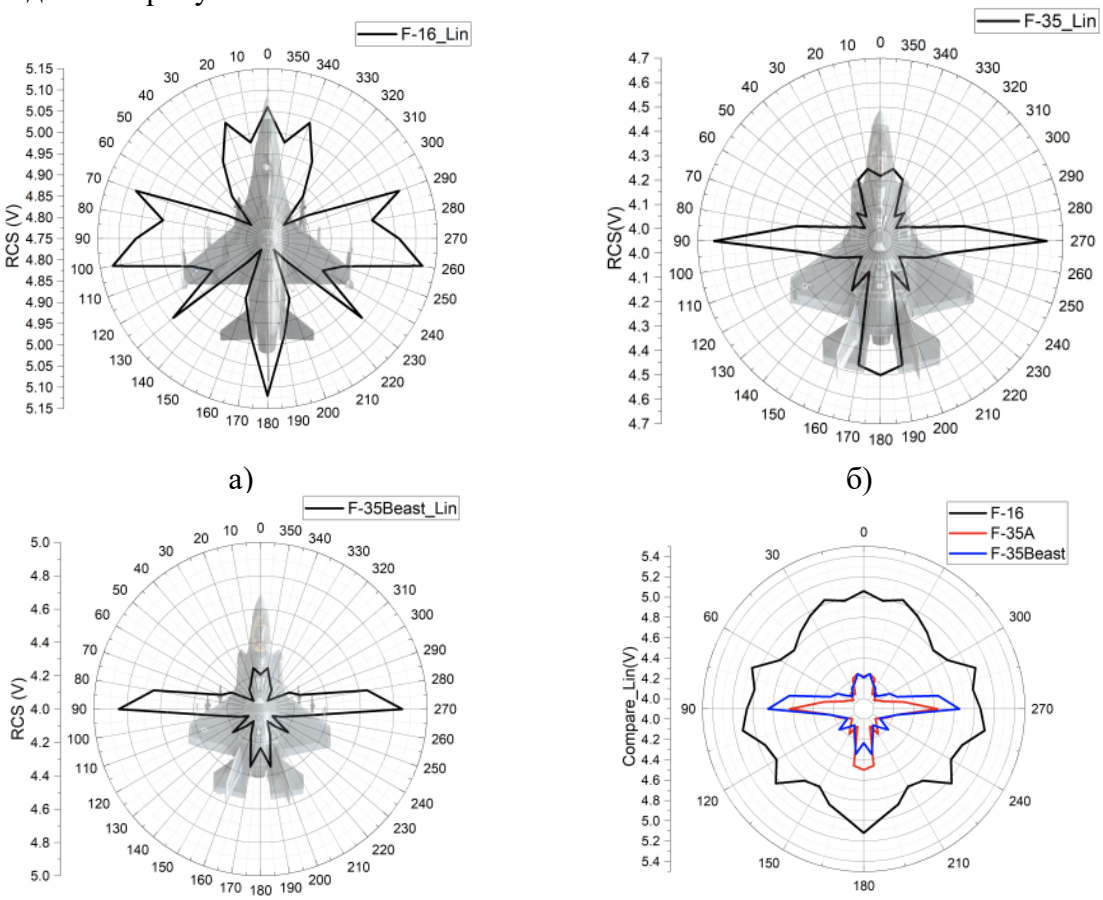
б)



в)

Рис. 5. Процесс измерения моделей самолетов: а) крепление самолета; б) осциллограф с отраженным сигналом при измерении; в) вид установки.

На основании проведенных измерений были получены картины ЭПР, которые приводятся на рисунке 6.



а) б)

в) г)

Рис. 6. Результаты измерений моделей самолетов: а) F-16; б) F-35A; в) F-35A “Beast”; г) сравнение диаграмм обратного рассеяния.

Полученные результаты показывают, что достигнута корреляция результатов моделирования и экспериментальных измерений. Отличия картин вызваны небольшими разницами в моделях, а также тем, при моделировании шаг измерений составлял 1 градус, а при эксперименте 10. Также отчетливо видно, что применение технологий

малозаметности значительно уменьшает картину ЭПР, так уровень сигнала в пике у F-35A в 1.2 раза меньше F-16.

4. Заключение

Проведенное исследование показывает, что применение современных технологий позволяет повысить скрытность самолетов для радиолокаторов. Использование современных методов моделирования, а также ультразвуковой локации позволяет определять картины ЭПР с высокой точностью.

Литература

1. Glista S. Lessons learned from the F-22 avionics integrity program. // 17th DASC. AIAA/IEEE/SAE. Digital Avionics Systems Conference. Proceedings (Cat. No.98CH36267), 1998, Vol. 1. – pp. B51/1-B51/6.
2. Rich B., Janos L. Skunk Works: A Personal Memoir of My Years at Lockheed // Back Bay Books. 1996. – 372 p.
3. Wang X., Wang C., Liu Y. RCS computation and Analysis of target using FEKO // Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. 2014. – pp. 822-825.
4. Lin Z.-C., Lv Z-F., Zhang Y., Zhao X. -W., Yan Y.RCS calculation using parallel PO on supercomputer // IET International Radar Conference 2013. 2013. – pp. 1-4.
5. Chung S. S., Chou Yi., Chuang Yu. J9: Radar Cross Section Analysis of Stealth Fighter Design: Key Factors and Limitation of Simulation // International Journal of Electrical Engineering. 2016. vol. 23. No. 6. – pp. 201-214.
6. Peng P, Guo L. A New Shooting Bouncing Ray Method for Composite Scattering from a Target above the Electrically Large Scope Sea Surface // Mathematical Problems in Engineering. 2017. Vol. 2017. Article ID 6201745. – 7 p.
7. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей // М.: Советское радио, 1972. — 232 с.

References

1. Glista S. Lessons learned from the F-22 avionics integrity program. // 17th DASC. AIAA/IEEE/SAE. Digital Avionics Systems Conference. Proceedings (Cat. No.98CH36267), 1998, Vol. 1. – pp. B51/1-B51/6.
2. Rich B., Janos L. Skunk Works: A Personal Memoir of My Years at Lockheed // Back Bay Books. 1996. – 372 p.
3. Wang X., Wang C., Liu Y. RCS computation and Analysis of target using FEKO // Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. 2014. – pp. 822-825.
4. Lin Z.-C., Lv Z-F., Zhang Y., Zhao X. -W., Yan Y.RCS calculation using parallel PO on supercomputer // IET International Radar Conference 2013. 2013. – pp. 1-4.
5. Chung S. S., Chou Yi., Chuang Yu. J9: Radar Cross Section Analysis of Stealth Fighter Design: Key Factors and Limitation of Simulation // International Journal of Electrical Engineering. 2016. vol. 23. No. 6. – pp. 201-214.
6. Peng P, Guo L. A New Shooting Bouncing Ray Method for Composite Scattering from a Target above the Electrically Large Scope Sea Surface // Mathematical Problems in Engineering. 2017. Vol. 2017. Article ID 6201745. – 7 p.
7. Mazels E.N., Torgovanov V.A. Measuring scattering characteristics of radar targets // M.: Soviet Radio, 1972. – 232 p.

СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С АСИММЕТРИЧНЫМИ КРЕСТООБРАЗНЫМИ АППЕРТУРАМИ

В.В. Комаров[1], В.А. Киркица[1]

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

Аннотация. С помощью предложенной в работе схемотехнической модели был проведен анализ передаточных характеристик частотно-селективной поверхности с крестообразными асимметричными апертурами. Особенностью данной модели является использование большого числа реактивных элементов с разными значениями, что позволяет моделировать такие нелинейные эффекты, как например резонанс Фано. Исследования проводились в диапазоне частот 70...110 ГГц.

Ключевые слова: частотно-селективная поверхность, амплитудно-частотная характеристика, резонанс Фано, эквивалентная схема.

CIRCUIT MODELING OF A FREQUENCY SELECTIVE SURFACE WITH ASYMMETRIC CROSS-SHAPED APPERTURES

V.V. Komarov[1], V. A. Kirkitsa[1]

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

Abstract. Using the circuit model proposed in this work, the transmission characteristics of a frequency selective surface with cross-shaped asymmetric apertures were analyzed. A feature of this model is the use of s large number of reactive elements with different values, which allow simulating nonlinear effects such as the Fano resonance. The studies were carried out in the frequency range of 70...110 GHz.

Keywords: frequency selective surface, frequency response, Fano resonance, equivalent circuit.

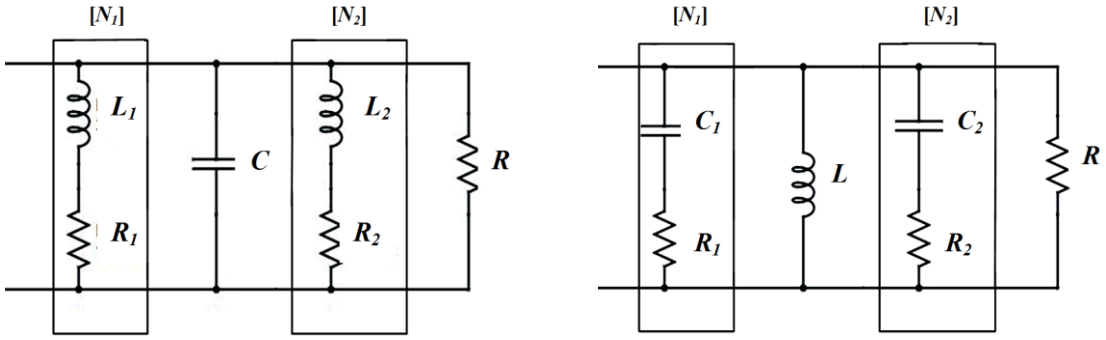
1. Введение

Металлические частотно-селективные поверхности (ЧСП) с крестообразными апертурами находят все более широкое применение в приборах и устройствах микроволновой и терагерцевой техники. Чаще всего на практике используются структуры с симметричными апертурами, например в качестве полосовых фильтров, свойства которых достаточно хорошо изучены начиная с 90-х годов прошлого века [1]. При этом ЧСП с асимметричными апертурами, обладающие рядом нелинейных эффектов стали объектом исследования совсем недавно. В частности, в [2] численно и экспериментально был обнаружен эффект появления резонанса Фано на частотах, превышающих резонансную частоту. Этот эффект идентифицируют по резкому искажению амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Как показали предварительные исследования, численные методы моделирования, например метод конечных элементов (МКЭ) позволяют достаточно точно предсказать появление резонанса Фано в частотном спектре ЧСП. Для аналитического описания этого нелинейного эффекта в [3] была предпринята попытка построения эквивалентной схемы с одинаковым числом индуктивных элементов с различающимися значениями. Однако она не позволила добиться необходимой точности моделирования. Цель нашего

исследования - усовершенствование ранее предложенной схемотехнической модели [3] для повышения точности анализа АЧХ асиимметричных ЧСП.

2. Схемотехнические модели с различным числом реактивных элементов

В исходной модели крестообразного асимметричного полосового фильтра [3] были использованы два различных индуктивных элемента. В данной работе предлагается изменить количество звеньев, содержащих катушки индуктивности с различным значением индуктивности (рисунок 1,а).



а) б)

Рис. 1. Схемы замещения асимметричной ЧСП с различным числом индуктивных (а) и емкостных (б) элементов

Для расчета коэффициента передачи T были использованы соотношения (1) и (2), полученные из аналогичных выражений в [1] для симметричных крестообразных ЧСП:

$$T = \sqrt{1 - \left(\frac{\left| \frac{Z_1 R}{Z_1 + R} - R \right|}{\left| \frac{Z_2 R}{Z_2 + R} + R \right|} \right)^2}, \tag{1}$$

$$Z_1 = \frac{(R_1 + j\omega L_1)(j\omega C)^{-1}}{R_1 + j\left(\omega L_1 - (\omega C)^{-1}\right)} N_1,\ Z_2 = \frac{(R_2 + j\omega L_2)(j\omega C)^{-1}}{R_2 + j\left(\omega L_2 - (\omega C)^{-1}\right)} N_2, \tag{2}$$

где Z_1 и Z_2 – входное и выходное сопротивление, R – сопротивление нагрузки, L_1 и L_2 – индуктивности катушек, R_1 и R_2 – сопротивления катушек, C – ёмкость конденсатора, N_1 и N_2 – количество контуров с различными индуктивными элементами в схеме.

Аналогичным образом, преобразуем схемотехническую модель, введя различные конденсаторы с различным значением емкости и оставив катушку с одним значением индуктивности. Измененная аналитическая схема представлена на рисунке 1,б.

Входное и выходное сопротивление данной схемы будут определяться, как:

$$Z_1 = \frac{j\omega L\left(R_1 - (j\omega C_1)^{-1}\right)}{R_1 + j\left(\omega L - (\omega C_1)^{-1}\right)} N_1,\ Z_2 = \frac{j\omega L\left(R_2 - (j\omega C_2)^{-1}\right)}{R_2 + j\left(\omega L - (\omega C_2)^{-1}\right)} N_2, \tag{3}$$

где L – индуктивность катушки, C_1 и C_2 – ёмкости конденсаторов, R_1 и R_2 – сопротивления в звеньях с конденсаторами, N_1 и N_2 – количество контуров с различными емкостными элементами в схеме.

3. Результаты расчета

На рисунке 2 представлены частотные зависимости при различном количестве звеньев со второй катушкой индуктивности в фильтре N_2. Исследование проводилось при помощи программы MATLAB в частотном диапазоне от 70 ГГц до 110 ГГц.

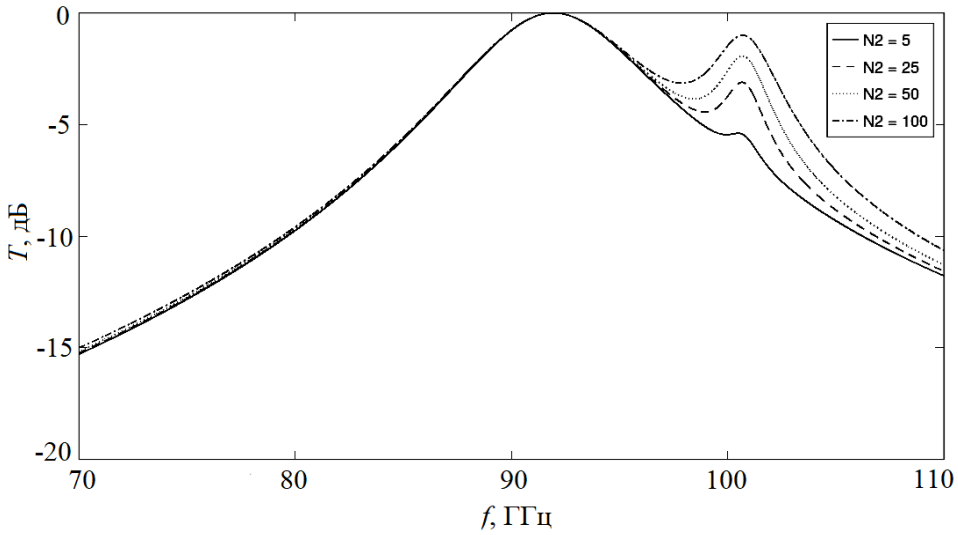


Рис. 2. АЧХ асимметричной ЧСП при различном количестве звеньев со вторым индуктивным элементом N_2

Частота обычного резонанса составляет $f_0 \approx 91{,}685$ ГГц, частота резонанса Фано – $f_F \approx 100{,}72$ ГГц. Количество звеньев с основной катушкой индуктивности $N_1 = 550$. Стоит отметить, что при количестве звеньев с основным индуктивным элементом, большим количества звеньев со вторым индуктивным элементом, ширина спектра резонанса Фано гораздо меньше ширины спектра основного резонанса – подобный результат был получен в [2] экспериментально. При малом количестве звеньев $N_2 = 5$ значение резонанса Фано пренебрежимо мало по сравнению с основным резонансом. Но с ростом числа звеньев N_2 можно наблюдать увеличение максимума резонанса Фано до значения $T \approx -1$ дБ при $N_2 = 100$. При этом количество звеньев не влияет на крутизну резонанса, отчего с ростом количества звеньев также происходит расширение спектра резонанса.

Передаточные характеристики асимметричной ЧСП в диапазоне от 70 ГГц до 110 ГГц при различном количестве звеньев со вторым конденсатором в фильтре N_2 представлены на рисунке 3.

Частота основного резонанса составляет $f_0 \approx 91{,}685$ ГГц, частота резонанса Фано: $f_F \approx 96{,}86$ ГГц. Количество звеньев с основной катушкой индуктивности $N_1 = 550$. Стоит отметить, что в отличие от резонанса Фано, вызываемого индуктивным элементом, резонанс емкостного элемента представляет собой не резкий скачок характеристики вверх, а её провал вниз, что гораздо точнее отражает полученные экспериментально данные в [2]. Количество звеньев слабо влияет на крутизну резонанса, поэтому с ростом количества звеньев происходит малое расширение спектра резонанса.

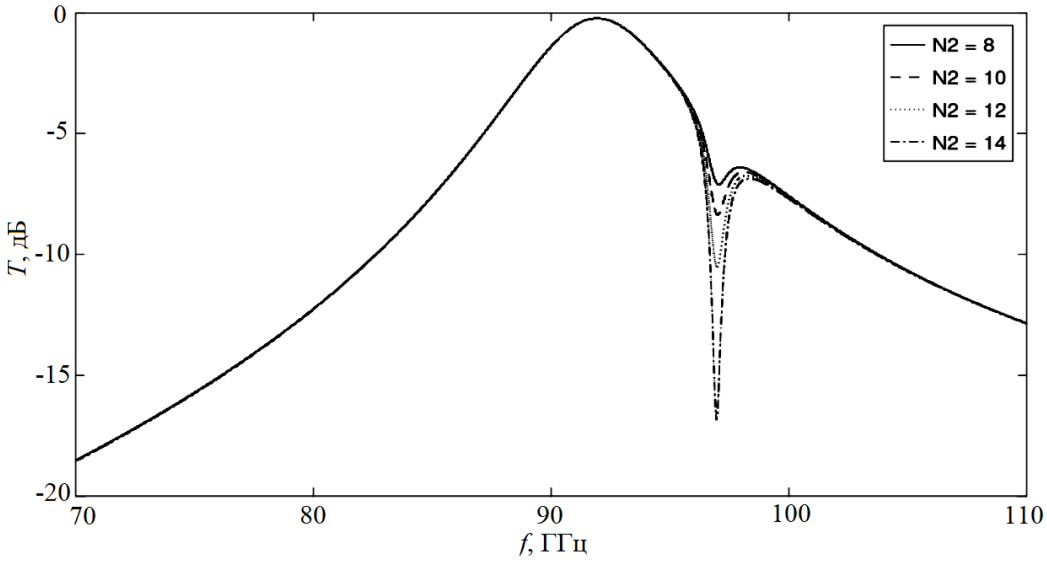


Рис.3. АЧХ асимметричной ЧСП при различном количестве звеньев со вторым индуктивным элементом N_2

4. Заключение

Проведенные исследования новой схемотехнической модели асимметричной ЧСП *W*-диапазона доказали ее высокую точность по сравнению с экспериментальными данными [2] и позволили на примере резонанса Фано выявить ряд особенностей ее применения для анализа нелинейных искажений АЧХ. Данная модель может успешно применяться для предсказания возможных появлений таких искажений в частотно-селективных структурах различного типа.

Литература

1. Porterfield D. W., Hesler J. L., Densing R., Mueller E. R., Crowe T. W., Weikle II R. M. Resonant metal-mesh bandpass filters for the far infrared // Applied Optics, 1994, V.33, N 25. - P. 6046-6052.
2. Komarov V. V., Zwick T., Marahrens S., Molchanov S. Fano-resonant frequency-selective surface with cross-shaped apertures // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, V.29, N 12. - P. 775-778.
3. Байбурин В. Б., Комаров В. В., Мещанов В. П., Балакин М. И., Киркица В.А. Аналитические модели резонанса Фано для частотно-селективных поверхностей СВЧ-диапазона // Радиотехника, 2022, Т. 86, № 10. - С. 155-164.

References

1. Porterfield D. W., Hesler J. L., Densing R., Mueller E. R., Crowe T. W., Weikle II R. M. Resonant metal-mesh bandpass filters for the far infrared // Applied Optics, 1994, V.33, N 25. - P. 6046-6052.
2. Komarov V. V., Zwick T., Marahrens S., Molchanov S. Fano-resonant frequency-selective surface with cross-shaped apertures // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, V.29, N 12. - P. 775-778.
3. Baiburin, V. B., Komarov, V. V., Meshchanov, V. P., Balakin, M. I., Kirkitsa, V. A. Analytical models of Fano resonance for frequency-selective surfaces of the microwave range // Radiotekhnika, 2022, V. 86, N.10. - P. 155-164.

ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ СЕГМЕНТНО-ПАРАБОЛИЧЕСКИХ АНТЕНН С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ КЛИНЬЯМИ

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], Д. К. Проскурин[1], К. С. Сафонов[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. На основе численного электродинамического анализа с использованием метода Вейланда исследованы характеристики фазированной антенной решетки (ФАР), состоящей из 24 параболических секторных элементов. Показано, что размещение диэлектрических клиньев в раскрыве элементов ФАР является эффективным средством компенсации ослепления ФАР при широкоугольном сканировании в широкой полосе частот. Использование короткозамкнутых отрезков плоско-параллельных волноводов в раскрыве элементов ФАР также является действенным способом улучшения активного согласования ФАР при широкоугольном сканировании.

Ключевые слова: параболическая секторная антенна, ослепление ФАР.

A PHASED ARRAY ANTENNA CONSISTING OF SEGMENT-PARABOLIC ANTENNAS WITH DIELECTRIC WEDGES

Yu. G. Pasternak[1], V. A. Penduyrin[2], D. K. Proskurin[1], K. S. Safonov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP “Automated communication systems”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article discusses an antenna array consisting of 24 parabolic sector antennas with short-circuited pockets with a capacitive nature of the surface impedance, intended for a mobile terminal and an airborne terminal for high-speed satellite communications. The main characteristics of the antenna are presented. It is shown that the placement of dielectric wedges with a length of up to two wavelengths in free space in the openings of the segment-parabolic elements of the antenna array allows one to combat phased array glare during wide-angle scanning in a wide frequency band. It is also shown that the radiation patterns of the elements in the phased array consisting of 16 segment-parabolic elements with dielectric wedges in the openings are characterized by flattening and expansion of the main lobe, while there are no deep dips in its area, which makes it possible to significantly expand the scanning area in which active coordination of FA elements has been significantly improved). The use of dielectric wedges, in addition, can significantly improve the matching of adjacent elements and increase the degree of their decoupling.

Keywords: parabolic sector antenna, phased array blinding.

1. Введение

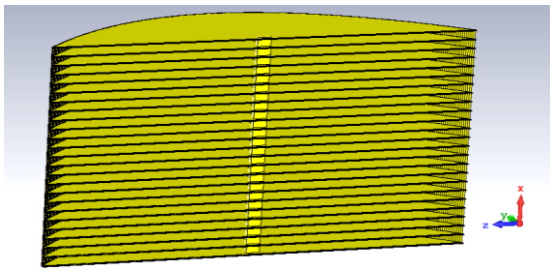
Спутниковая связь всегда осуществляется с помощью высоконаправленных антенн с механическим или электрическим управлением диаграммой направленности и поляризацией [1, 2]. В настоящей статье основное внимание уделяется антенне для мобильных терминалов спутниковой связи, рассматривается конструкция перспективной антенны аппаратуры спутниковой связи.

В первую очередь электрические характеристики антенны должны соответствовать основным требованиям спутниковой связи [1–5]. Спутниковая связь – один из видов космической радиосвязи типа «точка–точка» с режимом распространения волн при прямой видимости между абонентами. Антенная решетка терминала спутниковой связи должна иметь достаточно узкий главный лепесток диаграммы направленности и низкий уровень боковых лепестков и иметь высокий коэффициент полезного действия и низкий уровень кросс-поляризации. Узкая ширина главного лепестка и низкие боковые лепестки диаграммы направленности играют решающую роль для предотвращения при приеме или передаче нежелательных сигналов, которые могут привести к многолучевому замиранию или образовать помехи для соседних спутниковых систем связи. Каналом связи для спутниковых антенн являются слои атмосферы, поэтому появляются ограничения на применяемый диапазон частот [6].

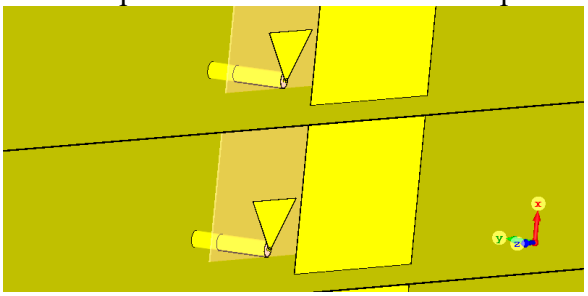
2. Описание структуры

Антенная решетка состоит из 24 параболических секторных антенн с короткозамкнутыми карманами с емкостным характером поверхностного импеданса (рисунок 1). Емкостные короткозамкнутые карманы, электрическая глубина которых (отношение геометрической глубины к длине волны в диэлектрике, заполняющем карманы) лежит в пределах от 1/4 до 1/2, используются для уменьшения интенсивности поверхностных волн, бегущих вдоль решетки, интерферирующих с объемными волнами и ухудшающими согласование элементов с фидерным трактом и диаграмму направленности ФАР, особенно при максимальном отклонении луча от нормали (рисунок 2).

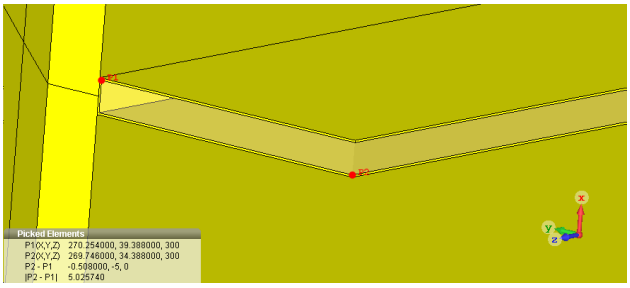
Из рисунка 2 видно, что эффект ослепления ФАР проявляется на частоте 14.5 ГГц (рисунок 2в). При выборе глубины пазов короткозамкнутых карманов, равных 3 мм (пазы заполнены диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью 2.94), можно устранить глубокие провалы в диаграмме направленности элемента в составе ФАР на углах места ±30°.



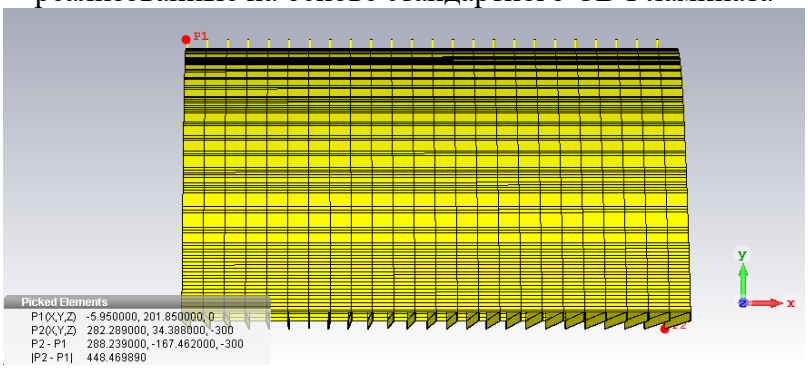
а) общий вид антенной решетки из 24 сегментно-параболических антенн



б) запитка элементов осуществляется с помощью коаксиальных кабелей со сплошной оболочкой с внешним диаметром 1.2 мм, питающих печатные монополи с рефлекторами

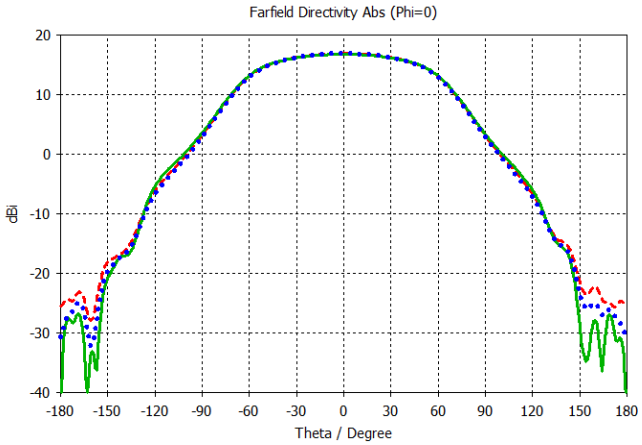


в) короткозамкнутые карманы с емкостным характером входного сопротивления, реализованные на основе стандартного СВЧ-ламината

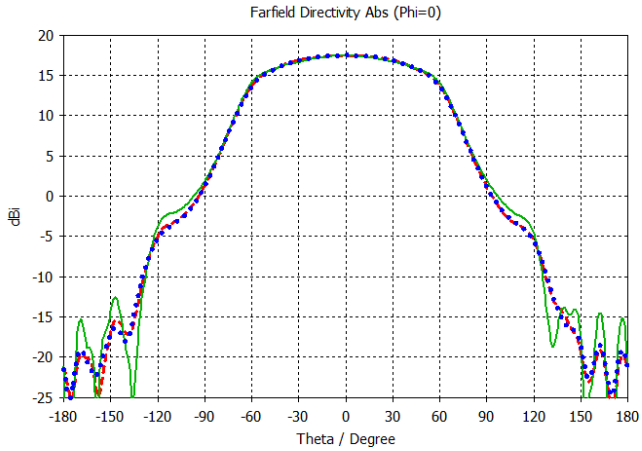


г) вид ФАР сбоку; глубина – 167.5 мм, высота – 288.2 мм, ширина – 600 мм

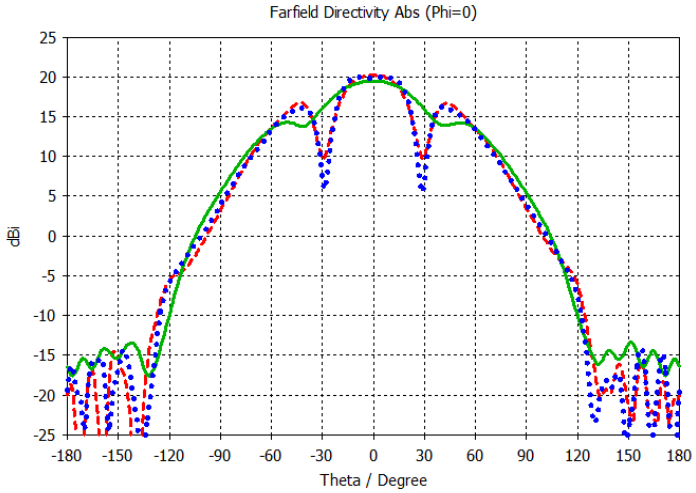
Рис. 1. Конструкция ФАР из 24 сегментно-параболических антенн.



а) f = 11 ГГц



б) f = 12.5 ГГц



в) f = 14.5 ГГц

Рис. 2. Диаграммы направленности сегментно-параболического элемента в составе линейной решетки: пунктирная линия – глубина пазов 0.5 мм; сплошная линия – глубина пазов 3 мм; линия из точек – глубина пазов 5 мм.

Частотные зависимости развязки входов антенной решетки по основной моде (волне ТЕМ-типа) показаны на рисунке 3. Минимальная величина развязки между соседними элементами ФАР составляет более 10 дБ (область частот вблизи частоты 13.7 ГГц); при увеличении расстояния между элементами величина развязки увеличивается.

Более действенной мерой, направленной на устранение ослепления ФАР при широкоугольном сканировании в широкой полосе частот, является размещение диэлектрических клиньев с длиной до двух длин волн в свободном пространстве в раскрывах сегментно-параболических элементов антенной решетки (рисунки 4–6). При этом глубина антенной системы увеличивается с 167.5 мм (в случае использования короткозамкнутых карманов (рисунок 1г) до 207 мм (рисунок 4).

На рисунке 5 показаны диаграммы направленности в угломестной плоскости 8-го сегментно-параболического элемента с диэлектрическим клином в его раскрыве, находящегося в составе ФАР из 16 излучателей.

Из рисунка 5 видно, что диаграммы направленности элементов в составе ФАР из 16 сегментно-параболических элементов с диэлектрическими клиньями в раскрывах характеризуются уплощением и расширением главного лепестка, при этом глубокие провалы в его области отсутствуют, что позволяет существенно расширить область сканирования, в которой значительно улучшено активное согласование элементов ФАР (рисунок 6). Использование диэлектрических клиньев, кроме того, позволяет существенно улучшить согласование соседних элементов и увеличить степень их развязки (рисунок 6).

На рисунка 7 показана модель сегментно-параболического элемента с волноводным питанием. Для улучшения согласования в центре параболического отражателя расположен поглотитель.

Основные характеристики уединенного сегментно-параболического элемента с волноводным питанием приведены на рисунке 8–10. Использование поглотителя приводит к ощутимым потерям (рисунок 10). Тем не менее, наличие поглотителя позволяет улучшить качество согласования антенного элемента (рисунок 8).

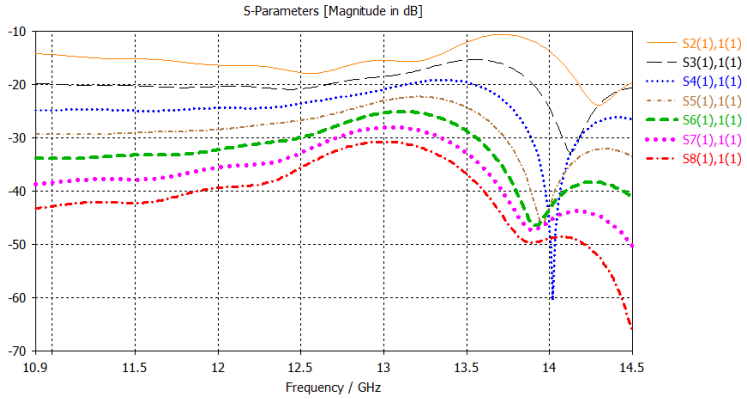
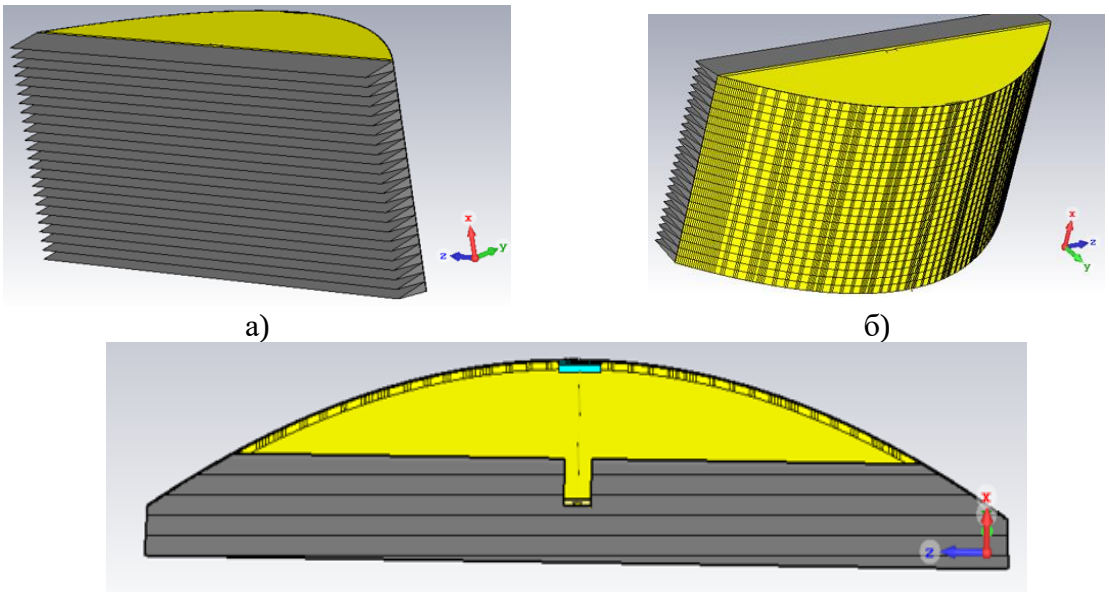


Рис. 3. Развязка входов элементов антенной решетки по основной моде.



а) б)

в)

Рис. 4. Полная глубина ФАР – 207 мм (с полистироловыми клиновидными вставками длиной 50 мм). Период – 12 мм. Ширина раскрыва – 600 мм.

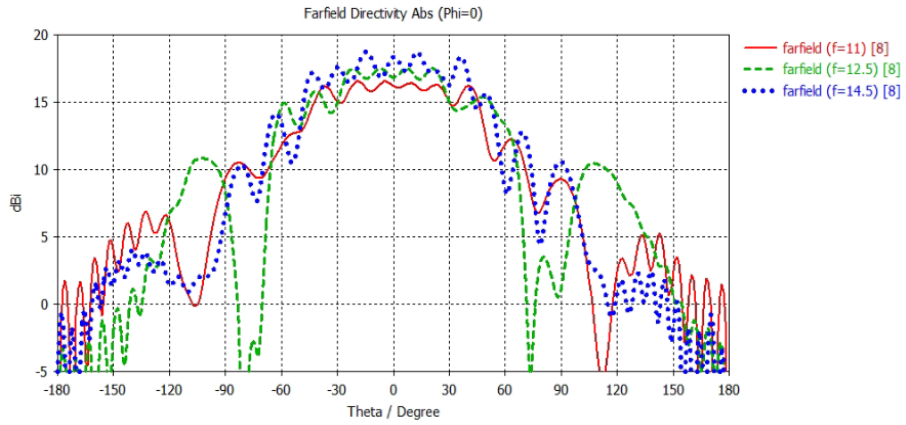


Рис. 5. Диаграммы направленности в угломестной плоскости 8-го сегментно-параболического элемента с диэлектрическим клином в его раскрыве, находящегося в составе ФАР из 16 излучателей.

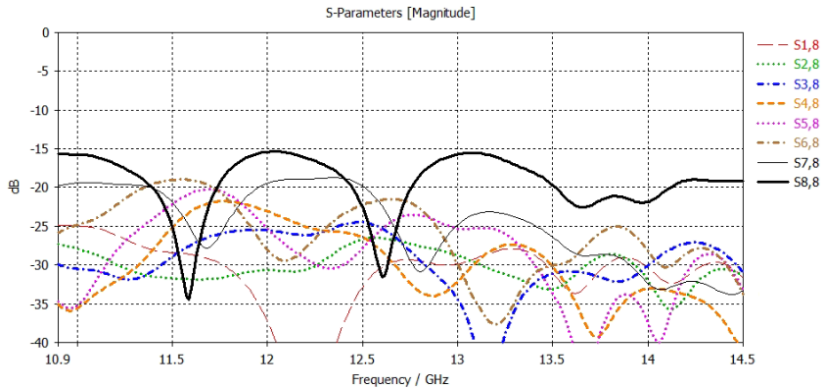
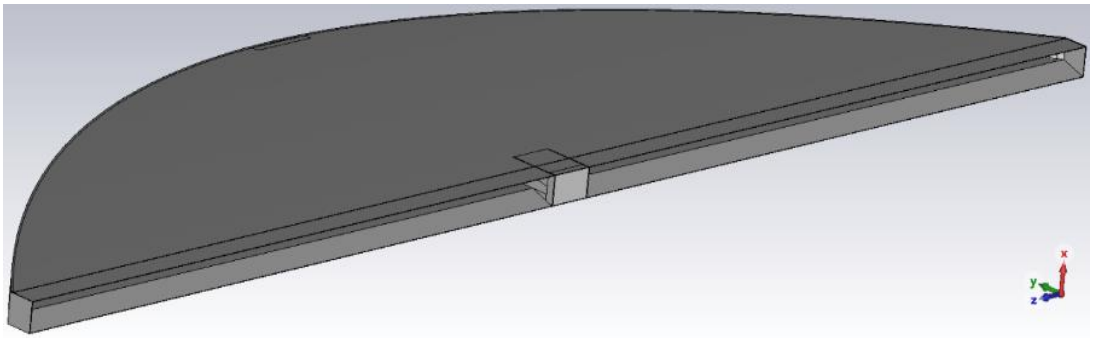
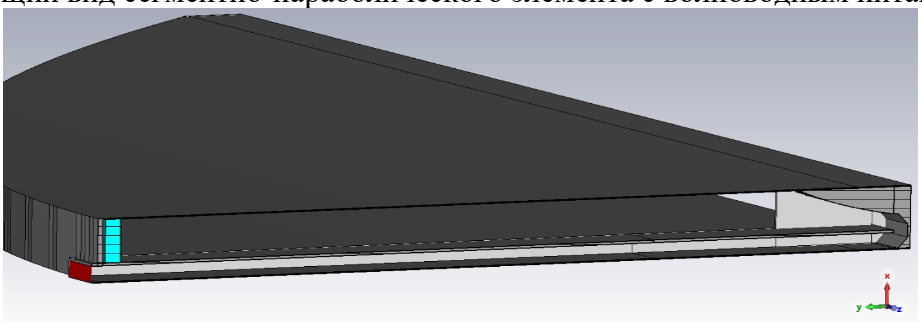


Рис. 6. Коэффициент отражения и развязка входов ФАР из 16 сегментно-параболических элементов с диэлектрическими клиньями в раскрывах.



а) общий вид сегментно-параболического элемента с волноводным питанием



б) разрез в Е-плоскости; слева расположены волноводный вход антенного элемента и поглотитель;
справа – несимметричный волноводный рупор, расширяющийся в Е-плоскости



в) облучатель

Рис. 7. Модель сегментно-параболического элемента с волноводным питанием.

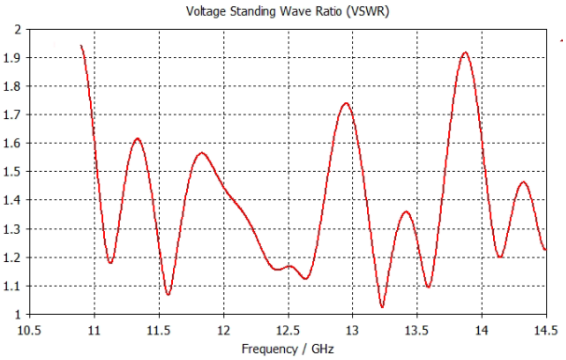


Рис. 8. Коэффициент стоячей волны на входе уединенного сегментно-параболического элемента с волноводным питанием.

Использование волноводного облучателя приводит также к возрастанию уровня боковых лепестков в азимутальной плоскости (максимальный уровень боковых лепестков составляет –11.3 дБ на нижней частоте анализируемого диапазона 10.9 ГГц), рисунок 9.

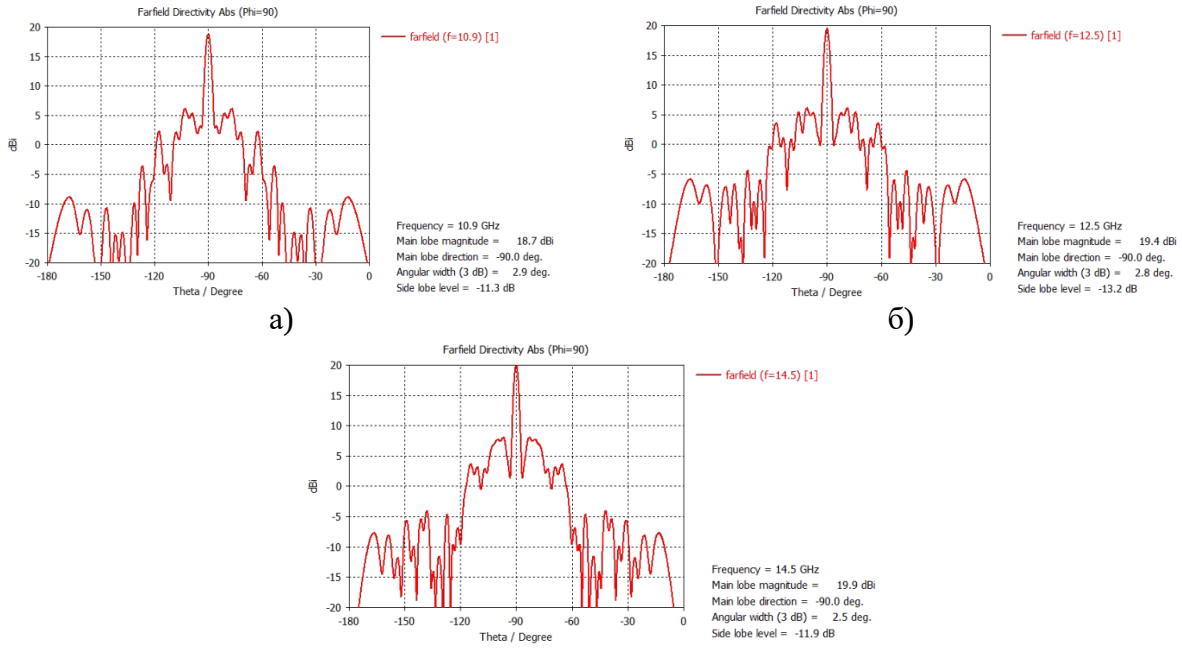


Рис. 9. Диаграммы направленности в азимутальной плоскости уединенного сегментно-параболического элемента с волноводным питанием.

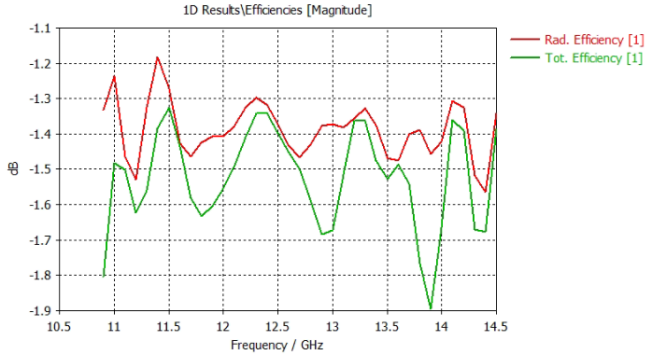


Рис. 10. Потери в материалах уединенного сегментно-параболического

элемента с волноводным питанием, а также суммарные потери (с учетом рассогласования с питающим его волноводом).

Номограмма Вольперта–Смита фазированной антенной решетки при отклонении луча на угол 45° от нормали приведена на рисунке 11. Максимальное значение коэффициента стоячей волны в диапазоне частот 10.9 ÷ 14.5 ГГц составило около 2.8. Диаграммы направленности ФАР при отклонении луча на угол 45° от нормали приведены на рисунке 12–14.

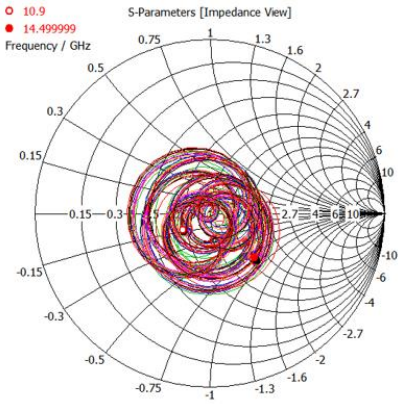
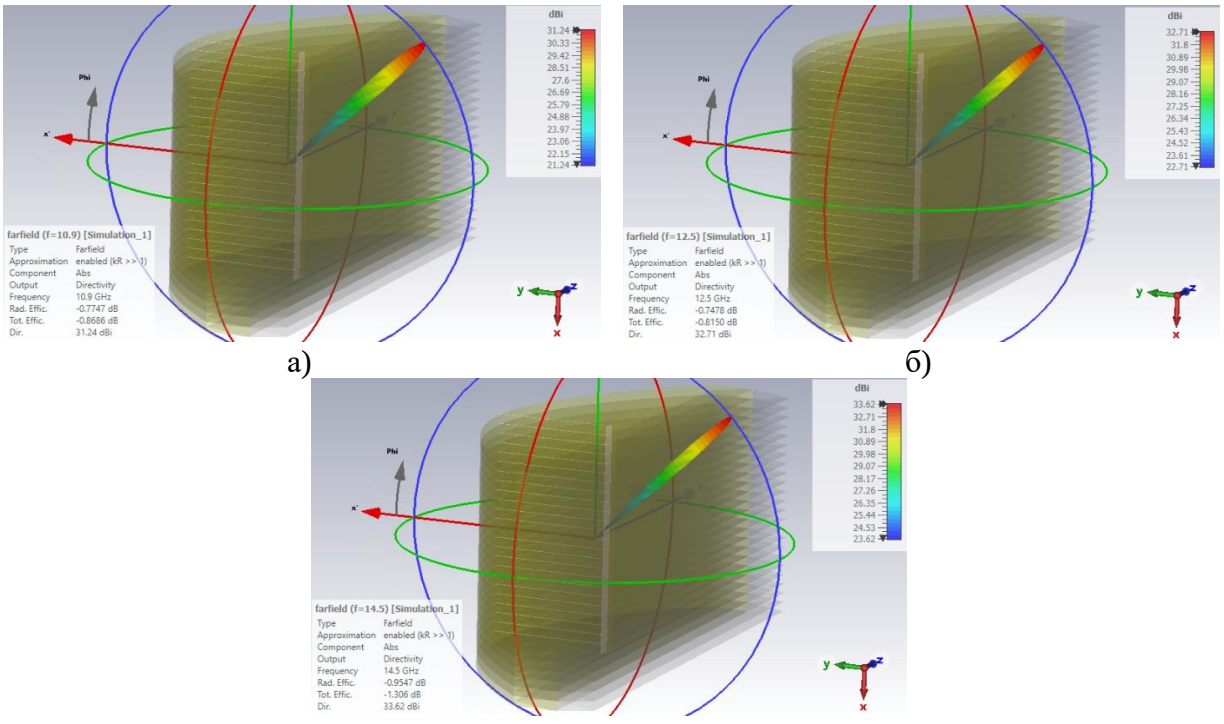


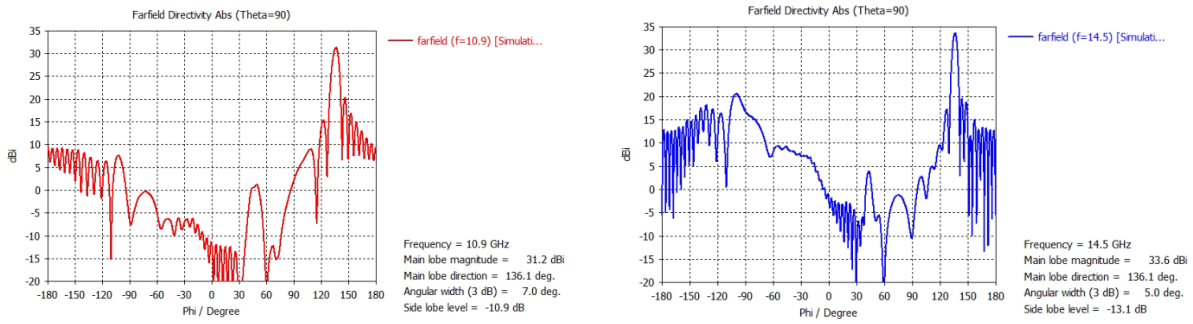
Рис. 11. Номограмма Вольперта–Смита фазированной антенной решетки при отклонении луча на угол 45° от нормали.



а) б)

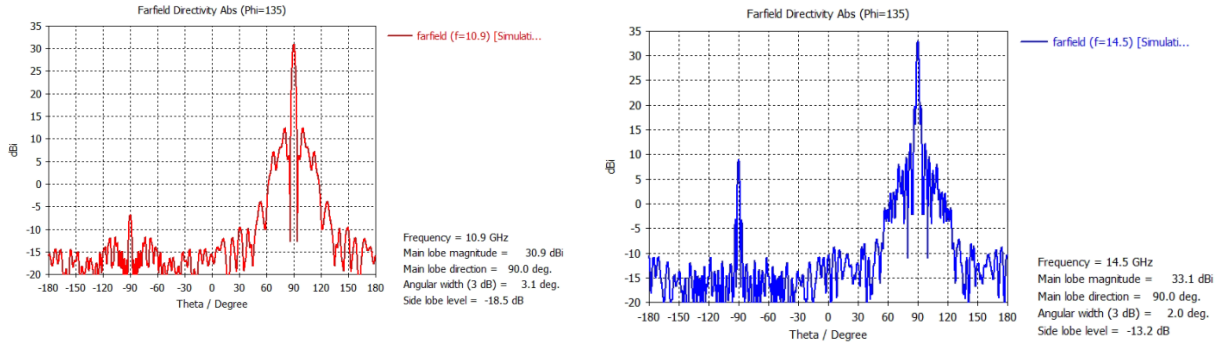
в)

Рис. 12. Диаграммы направленности фазированной антенной решетки в объеме при отклонении луча на угол 45° от нормали.



а) б)

Рис. 13. Диаграммы направленности фазированной антенной решетки в угломестной плоскости при отклонении луча на угол 45° от нормали.



а) б)

Рис. 14. Диаграммы направленности фазированной антенной решетки в азимутальной плоскости при отклонении луча на угол 45° от нормали.

Номограмма Вольперта–Смита фазированной антенной решетки, показанной на рисунке 11, при излучении по нормали приведена на рисунке 15. Диаграммы направленнсти ФАР при излучении по нормали приведены на рисунках 16–18.

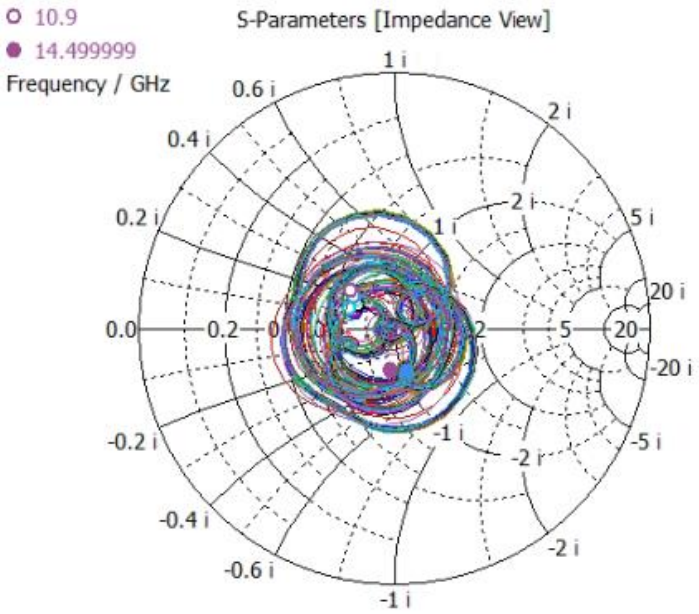
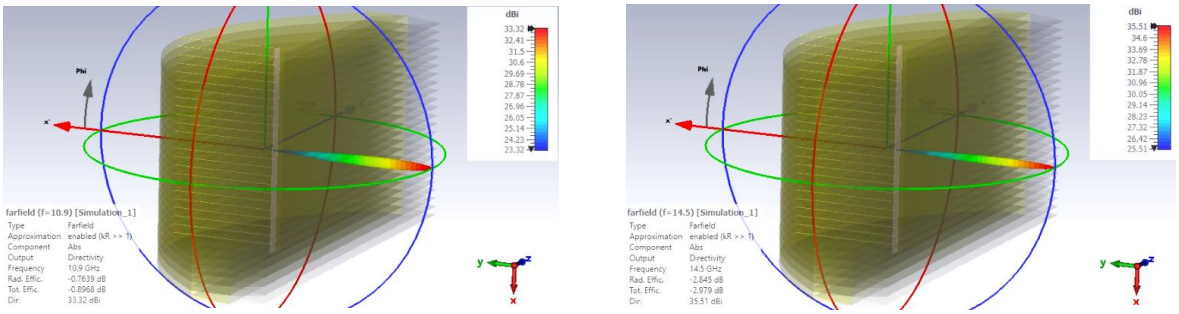
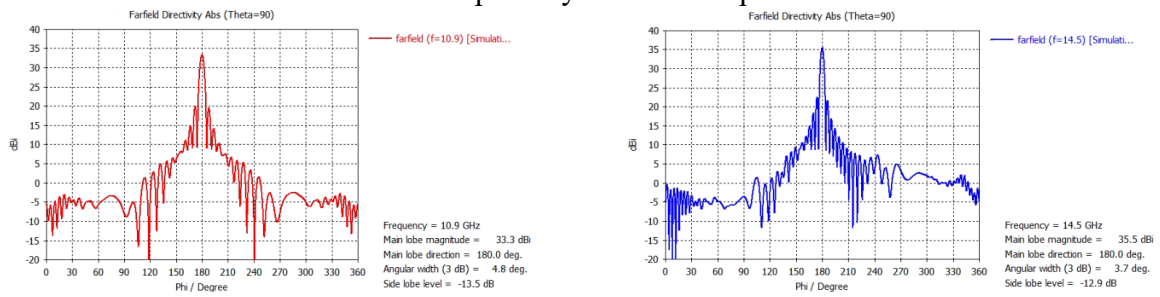


Рис. 15. Номограмма Вольперта-Смита фазированной антенной решетки при излучении по нормали.



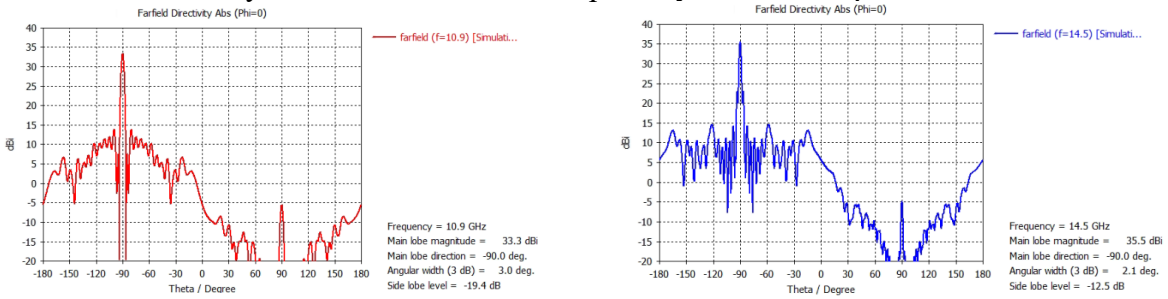
а) б)

Рис. 16. Диаграммы направленности фазированной антенной решетки в объеме при излучении по нормали.



а) б)

Рис. 17. Диаграммы направленности фазированной антенной решетки в угломестной плоскости при излучении по нормали.



а) б)

Рис. 18. Диаграммы направленности фазированной антенной решетки в азимутальной плоскости при излучении по нормали.

3. Заключение

Для идеальной антенны при отклонении главного лепестка от нормали на угол 45° ее коэффициент направленного действия уменьшается приблизительно на 1.5 дБ; исследуемая антенная система (рисунок 4) характеризуется уменьшением коэффициента направленного действия приблизительно на 2 дБ.

Литература

1. Minoli D. Innovations in Satellite Communications and Satellite Technology: The Industry Implications of DVB-S2X, High through Satellites, Ultra HD, M2M, and IP. New Jersey: John Wiley & Sons, 2015.
2. Weerackody V., Cuevas E. Technical challenges and performance of satellite communications on-the-move systems // Johns Hopkins APL Technical Digest. 2011. Vol. 30, No. 2. Pp. 113–121.
3. Imbriale A., Gao S., Boccia L. Space Antenna Handbook. New Jersey: Wiley, 2012.
4. Basari B., Saito K., Takahashi M., Ito K. Antenna system for land mobile satellite communications // Satellite Communication. N. Diodato, 2010.

5. Naseri P., Matos S., Costa J., Fernandes C., Fonseca N. Dual-Band Dual-Linear-to-Circular Polarization Converter in Transmission Mode Application to K/Ka –Band Satellite Communica-tions // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, No. 12. Pp. 7128–7137. doi: 10.1109/TAP.2018.2874680.
6. Attenuation by atmospheric gases P series, radiowave propagation // Recommendation ITU-R. P. 676–9, 2012.

REFERENCES

1. Minoli D. Innovations in Satellite Communications and Satellite Technology: The Industry Implications of DVB-S2X, High through Satellites, Ultra HD, M2M, and IP. New Jersey: John Wiley & Sons, 2015.
2. Weerackody V., Cuevas E. Technical challenges and performance of satellite communications on-the-move systems // Johns Hopkins APL Technical Digest. 2011. Vol. 30, No. 2. Pp. 113–121.
3. Imbriale A., Gao S., Boccia L. Space Antenna Handbook. New Jersey: Wiley, 2012.
4. Basari B., Saito K., Takahashi M., Ito K. Antenna system for land mobile satellite communications // Satellite Communication. N. Diodato, 2010.
5. Naseri P., Matos S., Costa J., Fernandes C., Fonseca N. Dual-Band Dual-Linear-to-Circular Polarization Converter in Transmission Mode Application to K/Ka –Band Satellite Communications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, No. 12. Pp. 7128–7137. doi: 10.1109/TAP.2018.2874680.
6. Attenuation by atmospheric gases P series, radiowave propagation // Recommendation ITU-R. P. 676–9, 2012.

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫСОКОНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С БПЛА НА ОСНОВЕ ТЕМ-РУПОРА

Е. А. Ищенко[1], Ю. Г. Пастернак[1], Д. К. Проскурин[1], С. М. Федоров[1]

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

Аннотация. В работе рассматривается возможность реализации двух типов антенн на основе однопроводной линии, запитываемой ТЕМ-рупором. Полученные две антенны позволяют значительно повысить дальность связи с БПЛА. Применение конструкции антенны с переизлучатлеями позволяет сформировать тороидальную диаграмму направленности с высоким уровнем КНД, что позволят антенну оптимально применять на БПЛА. Применение дифракционной решетки для полученной антенны позволяет сформировать веерную диаграмму направленности, что значительно улучшает качество связи в системе БПЛА-пункт управления.

Ключевые слова: ТЕМ-рупор; тороидальная диаграмма направленности; веерная диаграмма направленности; коллинеарная антенна; дифракционная решетка.

FORMATION OF HIGHLY DIRECTIVE ANTENNAS FOR IMPLEMENTING A COMMUNICATION SYSTEM WITH A UAV BASED ON A TEM-HORN

E. A. Ishchenko[1], Yu. G. Pasternak[1], D. K. Proskurin[1], S. M. Fedorov[1]

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

Abstract. The paper considers the possibility of implementing two types of antennas based on a single-wire line fed by a TEM horn. The resulting two antennas can significantly increase the communication range with the UAV. The use of an antenna design with re-radiators makes it possible to form a toroidal radiation pattern with a high level of directivity, which will allow the antenna to be optimally used on UAVs. The use of a diffraction grating for the resulting antenna makes it possible to form a fan-shaped radiation pattern, which significantly improves the quality of communication in the UAV-control station system.

Keywords: TEM-horn; toroidal radiation pattern; fan radiation pattern; collinear antenna; diffraction grating.

1. Введение

Реализация систем связи с БПЛА является актуальной задачей в процессе разработки и внедрения новых конструкций антенн. Для того, чтобы обеспечить эффективную связь с высокой дальностью необходимо обеспечить высокий уровень КНД антенн, как установленных на БПЛА, так и на наземных пунктах управления. Однако в таких системах важно обеспечить, чтобы на БПЛА были установлены всенаправленные антенны, а наземные пункты управления должны реализовать широкий луч в вертикальной плоскости, чтобы упросить связь с БПЛА.

Таким образом, для БПЛА выгодно устанавливать всенаправленные антенны с высоким уровнем КНД. Реализация антенн с узкой тороидальной диаграммой направленности является важной и актуальной задачей [1]. Самым распространенным методом реализации таких антенн является применение коллинеарных антенн. В работе [2] авторы рассматривают широкополосную коллинеарную антенну, однако полученные

результаты показывают, что расширение диапазона рабочих частот приводит к падению уровня КНД. При этом важно отметить, что в задачах связи с БПЛА как правило не требуется широкого диапазона рабочих частот, поэтому в таких задачах приоритетной задачей является именно повышение КНД.

В работе [3] авторы рассматривают коллинеарную антенну, при этом приводят анализ влияния числа звеньев антенны на ее характеристики. Полученные результаты показывают, что увеличение числа звеньев приводит к сужению диапазона рабочих частот, но увеличивает уровень КНД. Также важно отметить, что максимальный КНД полученной авторами антенны составил менее 5 дБ, что показывает выигрыш менее 3 дБ относительно простой дипольной антенны.

Помимо реализации коллинеарных антенн на основе проводящих линий, также конструкция может быть выполнена на основе печатной технологии [4]. Недостатком такого решения является узкий диапазон рабочих частот, большие потери в диэлектриках, а также малый уровень КНД.

Для реализации веерной диаграммы направленности для наземных пунктов управления могут быть предложены множество конструкций антенн [5-8]. Однако важно отметить, что большая часто таких антенн построена на основе активных фазированных антенных решеток, что приводит к удорожанию устройства и снижению его надежности.

В данной работе рассматриваются конструкции антенн как для БПЛА, так и для наземного пункта управления с целью повышения помехозащищенности и дальности связи. Для БПЛА рассматривается формирование антенны с тороидальной диаграммой направленности, а для наземного пункта – антенны с веерной диаграммой направленности.

2. Антенна с тороидальной диаграммой направленности на основе ТЕМ-рупора

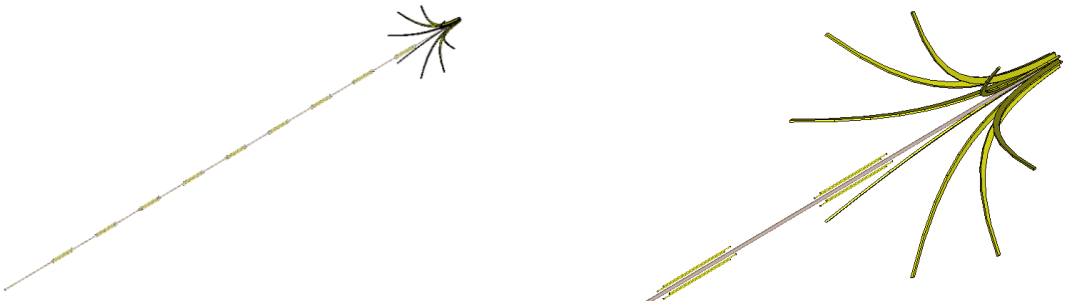
Для обеспечения эффективной работы антенны для БПЛА была формирована антенна, которая состояла из трех компонентов:

1) ТЕМ-рупора, который выступает в роли источника излучения. Используемый рупор обладает экспоненциальным раскрывом и состоит из 8 проволок – рисунок 1;

2) Однопроводная линия – возбуждается с использованием ТЕМ-рупора для переизлучения электромагнитных волн. В такой линии распространяются ТМ-волны, что позволяет обеспечить эффективную передачу поля с минимальными потерями в широком диапазоне частот;

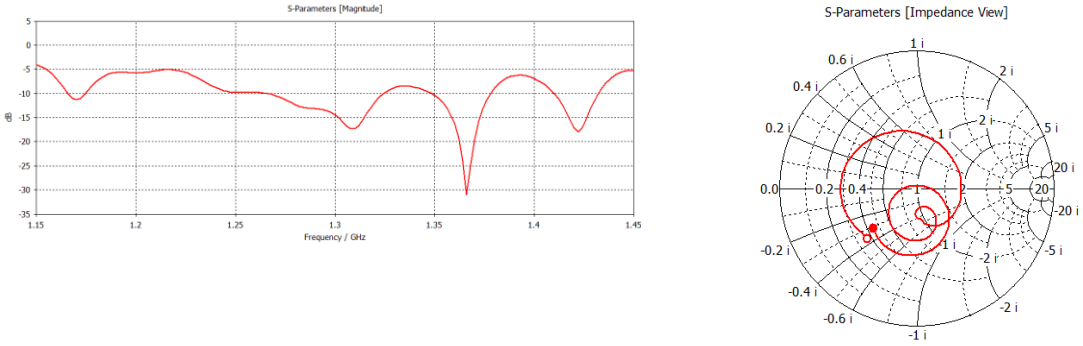
3) Система переизлучателей – для повышения направленных свойств и формирования тороидальной диаграммы направленности. Переизлучатели представляют из себя тонкие проводники длиной равной половине длины волны, а также устанавливаются вокруг однопроводной линии (4 элемента на ячейку и так повторяется через пол длины волны). На рисунке 1 приводится внешний вид конструкции антенны на основе однопроводной линии для формирования тороидальной диаграммы направленности.

Благодаря такой конструкции антенна имеет характеристики, которые схожи с коллинеарными или антеннами Франклина. Благодаря комбинации всех этих факторов удается сформировать антенну с высоким уровнем КНД, а также широким диапазоном рабочих частот. На рисунке 2 приводится график возвратных потерь и номограмма Смита для полученной конструкции антенны, а на рисунке 3 диаграмма направленности.



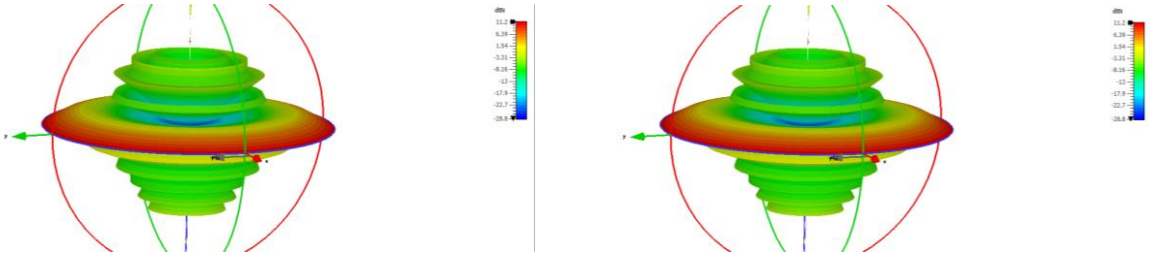
а) б)

Рис. 1. Внешний вид коллинеарной антенны на основе однопроводной лини, формирующая тороидальную диаграмму направленности: а) общий вид; б) увеличенный вид облучателя.



а) б)

Рис. 2. Характеристики антенны: а) график возвратных потерь; б) номограмма Смита в диапазоне 1.2-1.4 ГГц.



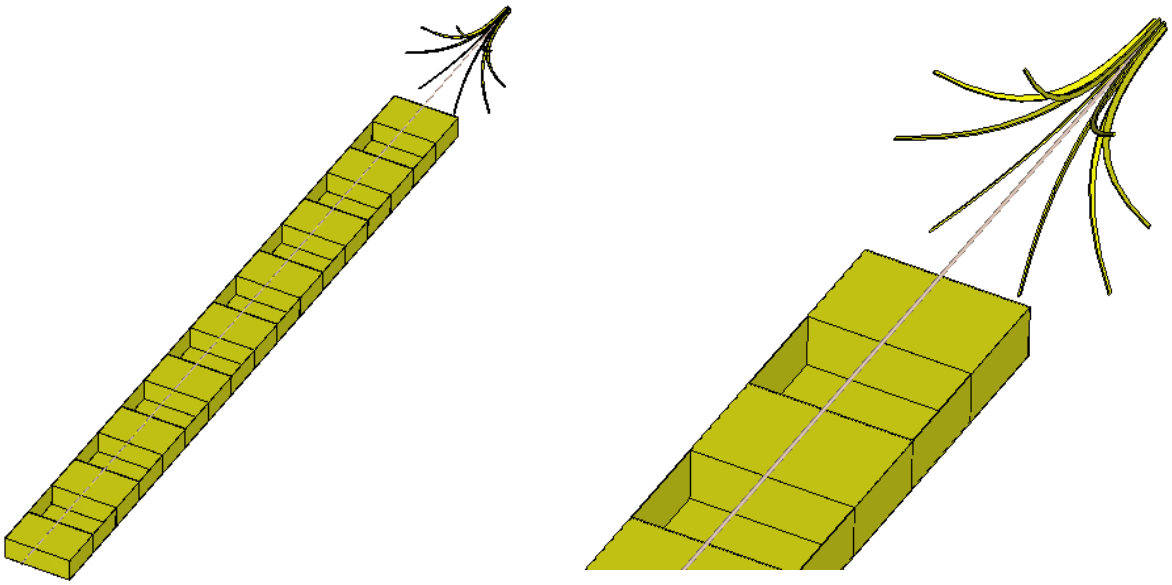
а) б)

Рис. 3. Диаграмма направленности антенны: а) частота 1.2 ГГц; б) частота 1.4 ГГц.

Полученные результаты показывают, что в рабочем диапазоне частот антенна формирует узкий тороидальный луч с уровнем 11.2 дБ, а ширина лепестка составляет 6°. Благодаря таким характеристикам, антенна может обеспечить дальнюю связь при установке на БПЛА, при этом благодаря всенаправленной диаграмме направленности удается обеспечить покрытие всего пространства. При этом полученная антенна имеет малые размеры, что позволяет ее разместить на БПЛА, где она может располагаться, как «хвост», не попадая в винты на двигателях, а также благодаря формированию поддержек, например аддитивным методом, может быть успешно зафиксирована. Таким образом, приведенная конструкция антенны позволит значительно увеличить дальность связи с БПЛА.

3. Формирование веерной диаграммы направленности путем установки дифракционной антенной решетки

Так как для БПЛА важно обеспечение всенаправленного приема, то со стороны передатчика (наземной станции управления) возможна установка направленной антенны. Применение такой системы позволяет повысить дальность связи благодаря концентрации электромагнитного излучения в пространстве, однако все области обзора антенны связь может быть нарушена. С учетом вышеописанного оптимальным решением является реализация веерной диаграммы направленности. Антенна с такими характеристиками позволит сохранить связь в вертикальной (элевационной) плоскости, так как уровень высот работы БПЛА может меняться, и при этом сфокусирует луч в горизонтальной плоскости. Для реализации такой антенны возможно применение уже полученной антенны с тороидальным лучом, однако его необходимо сфокусировать в нужном направлении. На основе закона Снеллиуса имеется возможность рассчитать дифракционную решетку, которая будет выступать в роли рефлектора, который сфокусирует электромагнитные волны в пространстве. С учетом дифракционной решетки размеры антенны составили – 1515 мм в длину, период ячеек 88 мм, а ширина 135 мм – рисунок 4.



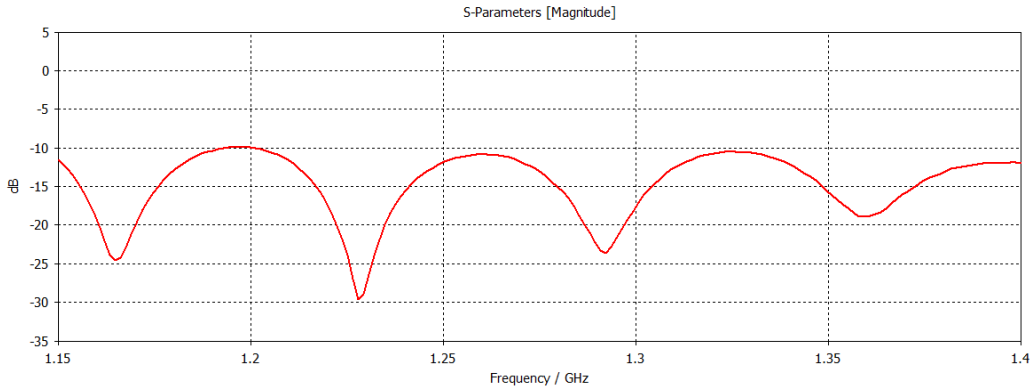
а) б)

Рис. 4. Внешний вид антенны на основе однопроводной лини с дифракционной решеткой, формирующая веерную диаграмму направленности: а) общий вид; б) увеличенный вид области расположения облучателя.

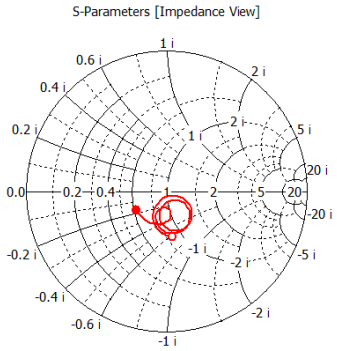
Применение дифракционной решетки позволило расширить диапазон рабочих частот, при этом в основном диапазоне 1.2-1.4 ГГц КСВН был ниже 1.4 – рисунок 5.

Полученная антенна позволяет сформировать веерную диаграмму направленности с уровнем КНД в 14.3 дБ, что позволит сформировать высокоэффективную систему связи.

Благодаря применению дифракционной решетки удалось сузить и направить луч, что сформировало веерную диаграмму направленности – рисунок 6.

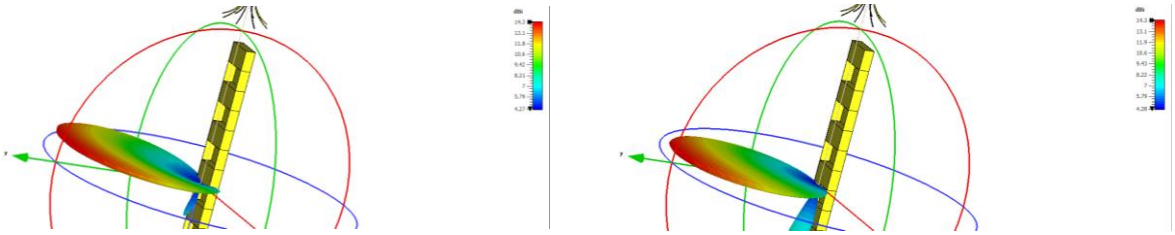


а)



б)

Рис. 5. Характеристики антенны: а) график возвратных потерь; б) номограмма Смита в диапазоне 1.2-1.4 ГГц.



а) б)

Рис. 6. Диаграмма направленности антенны: а) частота 1.2 ГГц; б) частота 1.4 ГГц.

4. Заключение

Рассмотренные в данной работе конструкции антенн позволяют обеспечить высоконаправленную и дальнюю связь с БПЛА. Предложенные конструкции не требуют использования при изготовлении дорогих материалов: однопроводная линия может быть получена из коаксиального кабеля путем удаления защитной оболочки и оплетки; ТЕМ- рупор может быть собран из тонких медных проволок; дифракционная решетка изготавливается с помощью наклеивания медной фольги на каркас, напечатанный на 3D-принтере или сделанный из пенопласта.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011).

Литература

1. Guertler R. Isotropic transmission-line antenna and its toroid-pattern modification. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1977, Vol. 21, No. 3. – pp. 386-392.
2. Hosseini-Fahraji A., Manteghi M. Design of a Wideband Coaxial Collinear Antenna. // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019.– pp. 2155-2156.
3. Effendi M. R., Ernanto R., Munir A. 4.2GHz compact collinear antenna for manpack satellite communication. // 2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2018. – pp. 1-4.
4. Qing Wei Pan. Coplanar waveguide collinear array multiband PCB antenna. // 2012 IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA), 2012. – pp. 198-201.
5. Falahati A., NaghshvarianJahromi M., Edwards R. M. Wideband Fan-Beam Low-Sidelobe Array Antenna Using Grounded Reflector for DECT, 3G, and Ultra-Wideband Wireless Applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, Vol. 61, No. 2. – pp. 700-706.
6. Liu P., Li Y., Zhang Z. Multiple Fan-Beam Antenna Array for Massive MIMO Applications. // Journal of Communications and Information Networks, 2018, Vol. 3, No. 1, – pp. 38-42.
7. Borah P., Bhattacharyya S. Design of a fan beam 1×4 array antenna using V-shaped patch element for its use in X-band communication. // 2019 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC), 2019, – pp. 1-4.
8. Kim S., Choi J. 1×8 Slotted Array Antenna with Fan-Beam Characteristics for 28 GHz 5G Mobile Applications. // 2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2021, – pp. 13-14.

References

1. Guertler R. Isotropic transmission-line antenna and its toroid-pattern modification. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1977, Vol. 21, No. 3. – pp. 386-392.
2. Hosseini-Fahraji A., Manteghi M. Design of a Wideband Coaxial Collinear Antenna. // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019.– pp. 2155-2156.
3. Effendi M. R., Ernanto R., Munir A. 4.2GHz compact collinear antenna for manpack satellite communication. // 2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2018. – pp. 1-4.
4. Qing Wei Pan. Coplanar waveguide collinear array multiband PCB antenna. // 2012 IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA), 2012. – pp. 198-201.
5. Falahati A., NaghshvarianJahromi M., Edwards R. M. Wideband Fan-Beam Low-Sidelobe Array Antenna Using Grounded Reflector for DECT, 3G, and Ultra-Wideband Wireless Applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, Vol. 61, No. 2. – pp. 700-706.
6. Liu P., Li Y., Zhang Z. Multiple Fan-Beam Antenna Array for Massive MIMO Applications. // Journal of Communications and Information Networks, 2018, Vol. 3, No. 1, – pp. 38-42.

7. Borah P., Bhattacharyya S. Design of a fan beam 1×4 array antenna using V-shaped patch element for its use in X-band communication. // 2019 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC), 2019, – pp. 1-4.
8. Kim S., Choi J. 1×8 Slotted Array Antenna with Fan-Beam Characteristics for 28 GHz 5G Mobile Applications. // 2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2021, – pp. 13-14.

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПИРАЛЕВИДНОИ ТРЕУГОЛЬНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ОСЛАБЛЕНИЕ ПАДАЮЩЕЙ ВОЛНЫ

Н.А. Болдырев[1], М.М. Падалинский[1], И.Ш. Фитаев[1], Е.В. Григорьев[1], А.С. Мазинов[1]

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

Аннотация. В представленной работе рассматривается взаимодействие электромагнитных волн с метаструктурой, состоящей из специально спроектированных резонаторов в форме спиралевидных треугольников, которая обеспечивает значительное ослабление падающего излучения в силу явления деструктивной интерференции. Это подтверждается полученными экспериментальными данными, а также результатами моделирования.

Ключевые слова: частотная характеристика, метаструктура, ослабление, электромагнитное поле, диаграмма рассеяния, резонаторы.

CHARACTERISTICS OF A SPIRAL TRIANGULAR METASURFACE AND ITS EFFECT ON ATTENUATION OF AN INCIDENT WAVE

N.A. Boldyrev[1], M.M. Padalinskiy[1], I.S. Fitaev[1], E.V. Grigoriev[1], A.S. Mazinov[1]

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

Abstract. The presented work examines the interaction of electromagnetic waves with a metastructure consisting of specially designed resonators in the form of spiral triangles, which provides significant attenuation of incident radiation due to the phenomenon of destructive interference. This is confirmed by the experimental data obtained, as well as the simulation results.

Keywords: frequency response, metastructure, attenuation, electromagnetic field, scattering diagram, resonators.

1. Введение

В наши дни технический прогресс движется вперед очень стремительно и с развитием технологий возрастает и уровень воздействия электромагнитного поля на человека и другую технику, в частности [1]. В силу постоянного развития беспроводных технологий, являющихся одним из основных источников электромагнитного излучения, вопрос защиты различных объектов от него становится довольно актуальным. Особенно это касается работоспособности электрооборудования, ведь сильное электромагнитное поле может создавать помехи в работе и даже вывести приборы из строя [2].

Поэтому в данной работе предлагается рассмотреть ослабляющие поверхности на основе метаструктур типа спиралевидный треугольник, представленные на рисунке 1. Такие покрытия имеют уникальные свойства, которыми не обладают природные материалы, а именно отрицательные показатели электрической (Ɛ) и магнитной проницаемости (μ) [3].

Экспериментальные образцы изготавливаются на подложке из материала FR-4, толщиной 1,5 мм. Толщина прямоугольных резонаторов из меди составляет 16 мкм. Именно такая геометрия выбрана неслучайно, так как все параметры фигуры кратны средней длине волны для рабочего диапазона 16-25 ГГц. А именно нижнее основание равно λ/8, левая сторона равна λ/4, правая – λ/2.

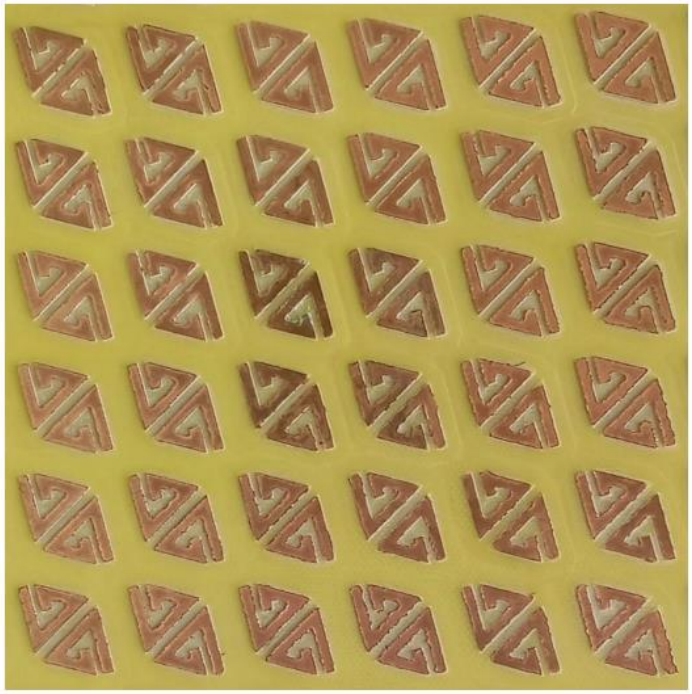


Рис. 1. Метаструктура типа спиралевидный треугольник.

2. Полученные результаты

Следующая частотная характеристика была получена экспериментально с применением метода бистатического измерения зависимости мощности отраженного излучения от угла отклонения приемной антенны относительно излучающей антенны (рисунок 2).

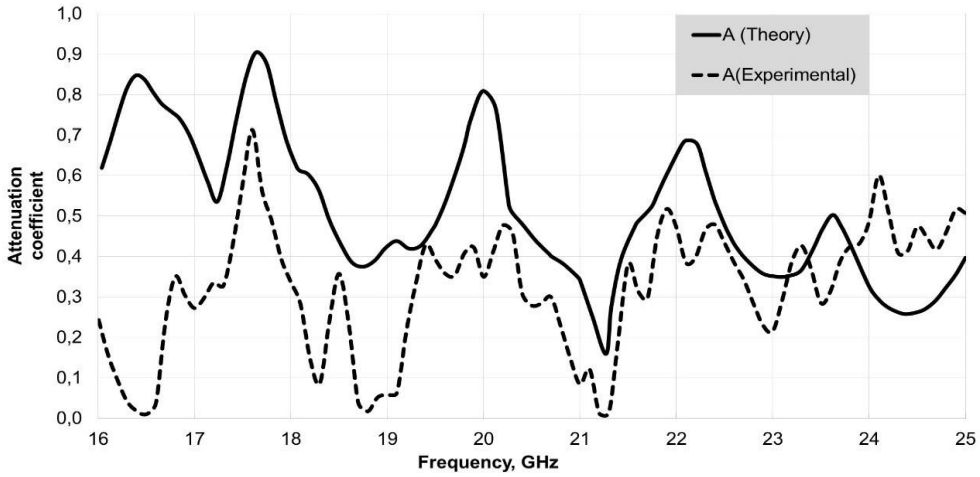


Рис. 2. Частотная характеристика метаструктуры.

На полученной характеристике можно увидеть основные пики поглощения, которые также подтвердились теоретически с помощью пакета программ CST Studio [4,5]. Таким образом была определена резонансная частота (17,6 ГГц) для данной структуры, на которою приходится пик поглощения (90%). Его ширина составляет около 0,8 ГГц. Далее представлены диаграммы рассеяния для резонансной частоты (рисунок 3).

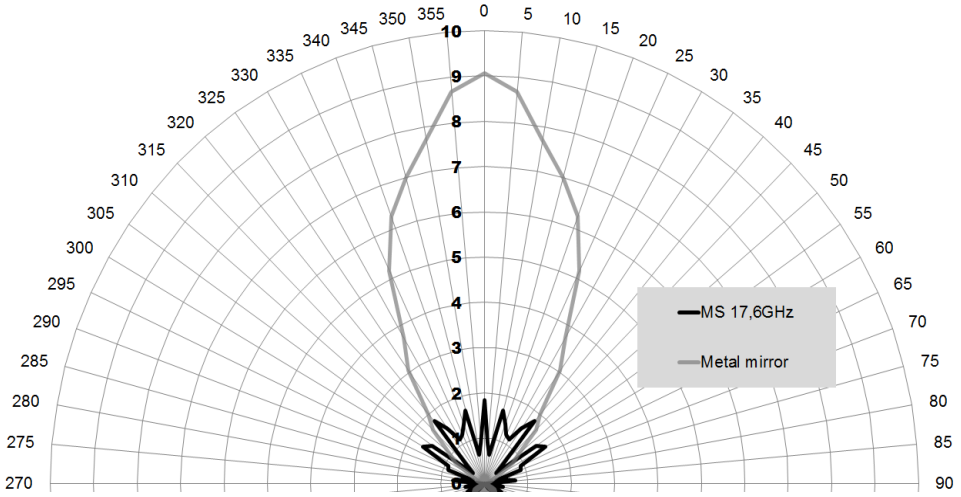


Рис. 3. Диаграмма рассеяния, полученная экспериментально.

Из данной диаграммы видно, что основной лепесток значительно ослабляется по сравнению с металлическим зеркалом (на более чем 60%), а также появляются боковые лепестки на 20º и 45º. Эти данные подтверждаются как экспериментально, так и теоретически (рисунок 4)

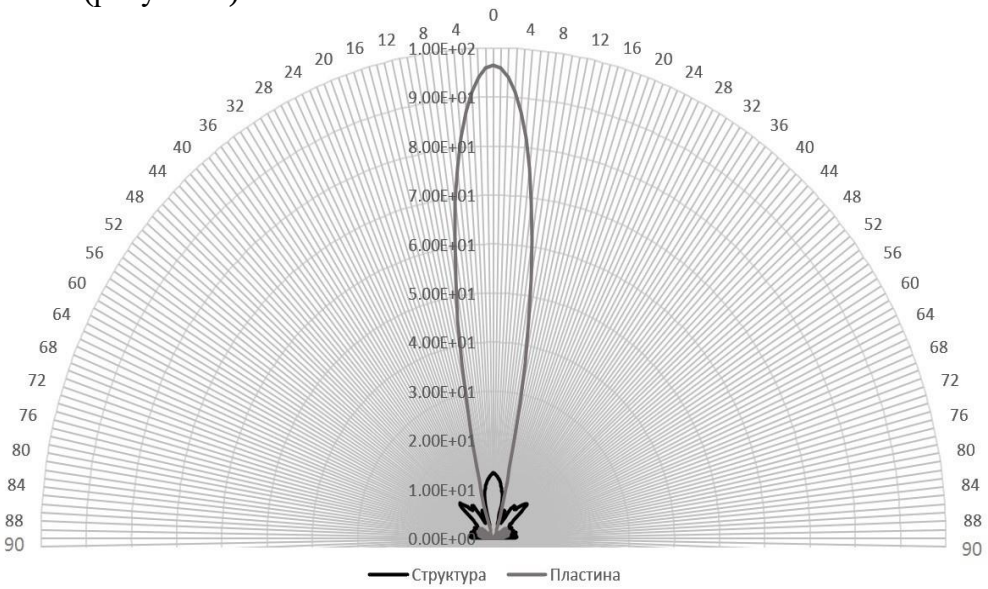


Рис. 4. Диаграмма рассеяния, полученная при помощи моделирования.

Данный эффект обусловлен явлением деструктивной интерференции, происходящей на поверхности метаструктуры [6]. Помимо этого, происходит перераспределение электромагнитной волны на элементах материала.

3. Заключение

В работе были рассмотрены метаструктуры в виде незамкнутого спиралевидного треугольника, проанализированы частотная характеристика и диаграмма рассеяния, показавшая значительно ослабление падающей волны (60%) на характерной резонансной частоте. Экспериментальные данные были подтверждены теоретически при помощи моделирования образцов метаструктур в программе CST Studio. Таким образом полученные результаты могут быть использованы при дальнейшей разработке комбинированных многослойных метапокрытий с расширенной полосой частот.

Литература

1. Старостенко, В.В. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы. / Старостенко В.В., Таран Е.П., Григорьев Е.В., Борисов А.А. // Измерительная техника. – Москва. - 1998. - № 4. - С.65-67.
2. Antinone, J. Electrical Overstress Protection for Electronic Devices / J. Antinone // New York,1986. – 387 p.
3. Ali, L.; Li, Q.; Ali Khan, T.; Yi, J.; Chen, X. Wideband RCS Reduction Using Coding Diffusion Metasurface. Materials 2019, 12, 2708. https://doi.org/10.3390/ma12172708
4. Моделирование рассеивающих свойств блочных метаповерхностей в диапазоне 16-25 ГГц и сравнение с экспериментальными результатами / А. С. А. Мазинов, М. М. Падалинский, Н. А. Болдырев, А. В. Старосек // Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика. – 2023. – Т. 23, № 2. – С. 102-111. – DOI 10.18500/1817-3020-2023-23-2-102-111. – EDN SXWPVG.
5. Симуляция свойств метаструктур в пакете программ CST Studio / Н.А. Болдырев, А.С. Мазинов, М.М. Падалинский [и др.] // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ В 4-х томах, Воронеж, 18–20 апреля 2023 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. – С. 271-276.
6. A. I. Semenikhin, D. V. Semenikhina, Y. V. Yukhanov and P. V. Blagovisnyy, "Broadband RCS Reduction Using Digital Impedance Metasurfaces with 2-Bit Coding of Axes of Anisotropy and Eigen Reactances," 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), 2018, pp. 1583-1590, doi: 10.23919/PIERS.2018.8597701.

References

1. Starostenko, V.V. The effect of electromagnetic fields on integrated circuits. / Starostenko V.V., Taran E.P., Grigoriev E.V., Borisov A.A. // Measuring equipment. – Moscow. - 1998. - No. 4. - pp.65-67.
2. Antinone, J. Electrical Overstress Protection for Electronic Devices / J. Antinone // New York,1986. – 387 p.
3. Ali, L.; Li, Q.; Ali Khan, T.; Yi, J.; Chen, X. Wideband RCS Reduction Using Coding Diffusion Metasurface. Materials 2019, 12, 2708. https://doi.org/10.3390/ma12172708
4. Modeling of scattering properties of block meta surfaces in the range of 16-25 Hz and comparison with experimental results / A. S. A. Mazinov, M. M. Padalinsky, N. A. Boldyrev, A.V. Starosek // Proceedings of the Saratov University. A new series. Series: Physics. - 2023. – Vol. 23, No. 2. – pp. 102-111. – DOI 10.18500/1817-3020-2023-23-2-102-111. – EDN SXWPVG.
5. Simulation of the properties of metastructures in the CST Studio software package / N.A. Boldyrev, A.S. Mazinov, M.M. Podolinsky [et al.] // Radar, navigation, communications : Proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of VSU In 4 volumes, Voronezh, April 18-20 In 2023. Volume 4. – Voronezh: Voronezh State University, 2023. – pp. 271-276.
6. A. I. Semenikhin, D. V. Semenikhina, Y. V. Yukhanov and P. V. Blagovisnyy, "Broadband RCS Reduction Using Digital Impedance Metasurfaces with 2-Bit Coding of Axes of Anisotropy and Eigen Reactances," 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), 2018, pp. 1583-1590, doi: 10.23919/PIERS.2018.8597701.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ВОЛНОВОДНОГО СТУПЕНЧАТОГО ПЕРЕХОДА

В.В. Комаров, А.А. Шомин

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

Аннотация. В данной работе с помощью трехмерной численной модели на методе конечных элементов проведено исследование электродинамических параметров волноводного ступенчатого перехода. Предлагается новая методика синтеза таких переходов. В ходе решения задачи оптимизации найдены размеры перехода, обеспечивающие наилучшее согласование в широком диапазоне частот.

Ключевые слова: ступенчатый переход, оптимизация, параметры матрицы рассеяния, микроволновый диапазон, метод конечных элементов.

NUMERICAL MODELING AND OPTIMIZATION OF WAVEGUIDE STEPPED TRANSITION

V.V. Komarov, A.A. Shomin

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

Abstract. In this work, using 3-D numerical model on the finite element method, electromagnetic parameters of waveguide stepped transition were studied. A new technique for the synthesis of such transitions is proposed. Solving the optimization problem, the transition dimensions were found to ensure the best matching in the wide frequency range.

Keywords: stepped transition, optimization, scattering matrix parameters, microwave range, finite element method.

1. Введение

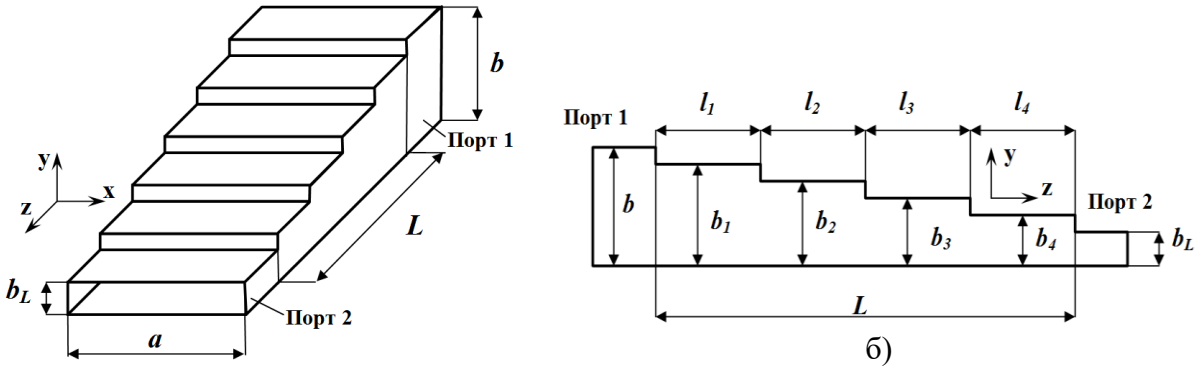
В радиоэлектронных комплексах систем наземной и космической связи наиболее востребованными линиями передачи СВЧ-диапазона продолжают оставаться прямоугольные волноводы (ПрВ), обеспечивающие малые потери и высокие уровни передаваемой мощности. Их поперечное сечение описывается двумя геометрическими параметрами: размером широкой (a) и боковой (b) стенок, причем чаще всего на практике применяются ПрВ с размерами$b/a \leq$ 0,5. Такой выбор обусловлен необходимостью обеспечить компромисс между различными электродинамическими параметрами этих линий передачи (ЛП): шириной доминантного диапазона, волновым сопротивлением, затуханием и т.д. Однако для снижения массогабаритных показателей, наряду с общепринятыми ПрВ, в системах космической связи иногда применяются ПрВ с уменьшенной высотой боковой стенки, габариты которых определяются в соответствии с ГОСТ 20900-2014. Для согласования таких волноводов с другими ЛП, применяются специальные адаптеры, например коаксиально-волноводные переходы (КВП) [1].

Согласование ПрВ с разным волновым сопротивлением осуществляется с помощью как плавных [2], так и ступенчатых [3] переходов. При этом последние часто носят название трансформаторов волновых сопротивлений. Один из таких ступенчатых переходов рассматривается в данной работе. Цель нашего исследования - разработка

модели компактного перехода С-диапазона с приемлемыми для практики электродинамическими характеристиками.

2. Описание перехода

Конфигурация анализируемого устройства, предназначенного для согласования ПрВ ($a \times b$ = 35×15,8 мм) и ПрВ с уменьшенной высотой боковой стенки ($a \times b_L$ = 35×5 мм) представлена на рис.1.



а) б)

Рис.1. Геометрическая 3-D модель (а) и ее 2-D проекция в плоскости yz (б) анализируемого перехода

Учитывая входной и выходной участки, представляющие собой фактически отрезки двух согласуемых ПрВ, выберем общее число ступеней N = 5. При этом длины этих отрезков меньше длины каждой ступени, а их высота зафиксирована. В ходе предварительного анализа данной модели было решено ввести условие: $l_i = const$, i = 1...4. Другое условие задачи оптимизации перехода заключалось в минимизации продольного размера $L \rightarrow min$. В этом случае передаточные характеристики данного четырехполюсника будут определяться только высотой ступенек b_i.

3. Методика расчета

Для анализа электродинамических свойств описанного переходав данной работе была построена его 3-D модель на методе конечных элементов (МКЭ), реализованном в многофункциональном пакете программ COMSOL. Исследование сходимости метода позволило установить необходимое количество тетраэдрических элементов, при котором достигается максимальная точность при минимальном времени счета: $3 \cdot 10^4 < N_e < 3{,}23 \cdot 10^4$. Все расчеты проводились для диапазона частот 5...8 ГГц, который широко применяется в системах космической связи [4].

В ходе анализа амплитудно-частотных характеристиктакого четырехполюсника было замечено, что наилучшие результаты достигаются в случае, когда высота ступенек от входа к выходу меняется по нелинейному закону. Поэтому в качестве базовых профилей были выбраны две нелинейные функции:

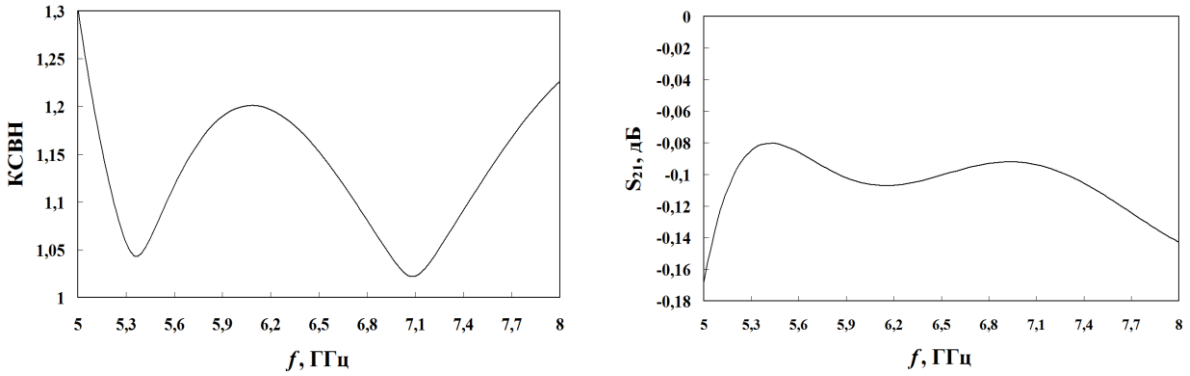
$$b_i = f\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-0{,}5z^2\right)\right) \quad (1)$$

$$b_i = f\left(\exp\left(-\alpha z\right)\right) \quad (2)$$

где $\alpha = const$, z- продольная координата. Здесь необходимо отметить, что обе эти функции могут быть лишь стартовыми точками поиска решений задачи оптимизации и размеры итоговой модели могут существенно отличаться от профилей, заданных этими функциями.

4. Результаты математического моделирования

Исследования показали, что функция (2) позволяет получать более приемлемые результаты при меньших вычислительных затратах. В частности, при l_i = 10 мм (L = 40 мм) и общей длине перехода с учетом входного и выходного участка 50 мм удалось установить следующие размеры ступеней: b_1 = 13 мм, b_2 = 10,1 мм, b_3 = 7,5 мм, b_4 = 6 мм. Электродинамические характеристики перехода с такими размерами, полученные МКЭ приведены на рис.2.



а) б)

Рис.2. Коэффициент стоячей волны по напряжению (а) и коэффициент затухания (б) итоговой модели перехода

Как видно из этих данных, переход обеспечивает согласование не хуже, чем КСВН ≤ 1,201 в широкой полосе частот 5,12...7,85 ГГц (рис.2,а). Максимальное значение КВСН при этом зафиксировано на частоте 6,08 ГГц. Слева и справа от этой частоты наблюдаются два поддиапазона с КСВН < 1,1: Δf_1 = 5,24...5,57 ГГц и Δf_2 = 6,74...7,43 ГГц. Наибольшее значение коэффициента затухания сигнала S_{21} = -0,134 дБ внутри ранее указанного широкого диапазона, было установлено на его правой границе 7,85 ГГц (рис.2,б).

5. Заключение

Рассмотренная методика синтеза волноводных ступенчатых переходов является универсальной и может быть адаптирована для реализации аналогичных СВЧ-четырехполюсников других частотных диапазонов. Ее эффективность была продемонстрирована на примере пятиступенчатого перехода С-диапазона, показавшего достаточно совершенные электродинамические характеристики.При этом в отличие от КВП волноводные переходы позволяют передавать более высокие уровни мощности.

Литература

1. Устройства согласования линий передачи / Под ред. В.П. Мещанова - М.: Радиотехника, 2019 - 376 с.
2. Lee S., Son D., Know J.-Y., Park Y. Analysis of a tapered rectangular waveguide for V to W millimeter wavebands // Journal of Electromagnetic Engineering and Science, 2018, V.18, N 4, - P.248-253.

3. Прокофьев Б.В., Мартыненко М.А. Короткие волноводные трансформаторы сопротивлений // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2013, № 11,- 6 с.
4. СВЧ-фильтры и мультиплексоры для систем космической связи / Под ред. В.П. Мещанова - М.: Радиотехника, 2017 - 256 с.

REFERENCES

1. Transmission lines matchning devices / Ed. by V.P. Meshchanov - M.: Radiotekhnika, 2019 - 376 p.
2. Lee S., Son D., Know J.-Y., Park Y. Analysis of a tapered rectangular waveguide for V to W millimeter wavebands // Journal of Electromagnetic Engineering and Science, 2018, V.18, N 4, - P.248-253.
3. Prokofiev B.V., Martinenko M.A. Short waveguide impedance transformers// Journal of Radio Electronics [online journal], 2013, № 11,- 6 p.
4. Microwave filters and multiplexers for space communication systems / Ed. by V.P. Meshchanov - M.: Radiotekhnika, 2017 - 256 p.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАЛООТРАЖАЮЩЕЙ СПИРАЛЕВИДНОЙ МЕТАСТРУКТУРЫ В ДИАПАЗОНЕ 2,4 – 4,2 ГГЦ

Н.А. Болдырев[1], В.М. Васильченко[1], Д.А Полетаев[1], И.В. Юрась[1], А.С Мазинов[1]

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

Аннотация. В представленной работе рассматривается изменение амплитуды и фазы прошедшей компоненты электромагнитной волны H_{10} при прохождении через исследуемый образец метаструктуры, расположенный в волноводном тракте, параллельно вектору напряженности электрического поля, для заданного диапазона частот. Исследуемый образец представляет собой набор спиралевидных треугольных резонаторов, отраженное электромагнитное поле которых, приводит к ослаблению прошедшей компоненты падающей волны. Это подтверждается полученными экспериментальными данными.

Ключевые слова: частотная характеристика, метаструктура, ослабление, электродинамические параметры, волноводный тракт.

EXPERIMENTAL STUDY OF ELECTRODYNAMIC PARAMETERS OF LOW-REFLECTIVE SPIRAL METASTRUCTURE IN THE RANGE OF 2.4 - 4.2 GHZ

N.A. Boldyrev[1], V.M. Vasilchenko[1], D.A. Poletaev[1], I.V. Yuras[1], A.S. Mazinov[1]

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

Abstract. The presented work considers the change of amplitude and phase of the passed component of electromagnetic wave H10 when passing through the investigated metastructure, located parallel to the electric field strength vector, in the waveguide path for a given frequency range. The investigated sample is a set of spiral-shaped triangular resonators, the reflected electromagnetic field of which, leads to attenuation of the past component of the incident wave. This is confirmed by the obtained experimental data.

Keywords: frequency response, metastructure, attenuation, electrodynamic parameters, waveguide path.

1. Введение

Создание ослабляющих покрытий на основе метаструктур является актуальной задачей, так как с развитием технологического прогресса растет общий уровень электромагнитного фона, который негативно влияет как на человека, так и на технику [1-2]. Особенно это касается случая сильных электромагнитных всплесков (импульсов), которые способны вывести оборудование из строя. Для защиты объектов от данного воздействия, создаются покрытия, в основе которых являются метаструктуры. Их особенностью является изменение показателя комплексной диэлектрической проницаемости путем выбора формы и расстояний между элементами, выбором проводящего и диэлектрического материала, а также геометрических параметров самих элементов, при этом, основное ослабление происходит за счет деструктивной интерференции на поверхности метаструктуры [3-4].

В данной работе рассматривается возможность ослабления прошедшей компоненты падающей электромагнитной волны посредством размещения

спиралевидной метаструктуры (рис. 1), параллельно вектору напряженности электрического поля ***E*** в волноводном тракте на частотах 2,4 – 4,2 ГГц.

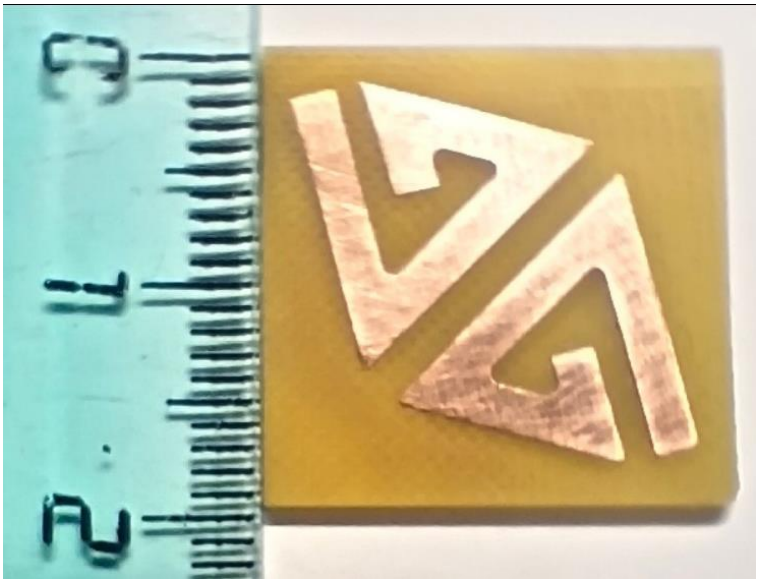


Рис. 1. Ячейка метаструктуры вида спиралевидный треугольник.

Экспериментальные образцы из фольгированного стеклотекстолита марки FR-4. Толщина диэлектрика составляла 1,5 мм, а толщина медного слоя составляла 16 мкм. Длина одной спирали составляет 21,4 мм, что соответствует четверти длины волны для частоты 3,4 ГГц. Сама ячейка метаструктуры представляла собой квадрат со сторонами 20х20 мм.

2. Полученные результаты

Исследования проводились в волноводном тракте, размеры которого составляли 72х34 мм. Внутрь данного тракта помещался исследованный образец, закрепленный на подложке из диэлектрической пены. Измерения проводились на базе панорамного векторного анализатора цепей Р4226 от компании «МИКРАН».

На (рис.2) изображена зависимость действительной части прошедшей компоненты волны от частоты падающего излучения с расположенным внутри образцом, относительно пустого волновода.

Из полученных результатов видно, что при размещении исследуемого образца в волноводный тракт наблюдается максимальное ослабление на резонансной частоте ωр = 3,51 ГГц и составляет 32%. Данное явление объясняется тем, что длина одного треугольника соотносится с длиной волны для данной частоты как λ /4. Однако следует отметить, что ослабление наблюдается не только на одной частоте, но и на соседних от неё частотах. Ширина полосы, в которой наблюдается ослабление, составляет 200 МГц.

При этом на резонансной частоте происходит скачкообразное изменение фазы прошедшей волны, относительно падающей.

Как можно увидеть из представленного графика (рис.3.), частота ω_p соответствует середине размаха скачкообразного изменения фазы. После прохождения точки резонанса фаза возвращается в исходное состояние.

Для оценки отражающих свойств данной структуры нами были проведены измерения коэффициентов прохождения *T,* отражения *R,* ослабления *L.* График зависимости TRL от частоты представлен на рис.4.

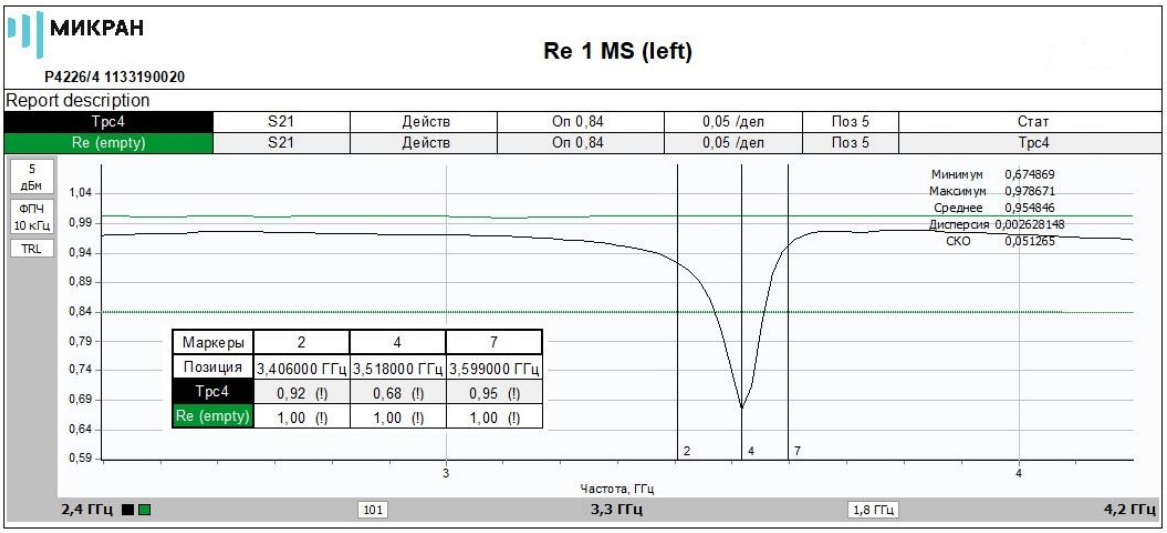


Рис. 2. График зависимости действительной части прошедшей волны от частоты.

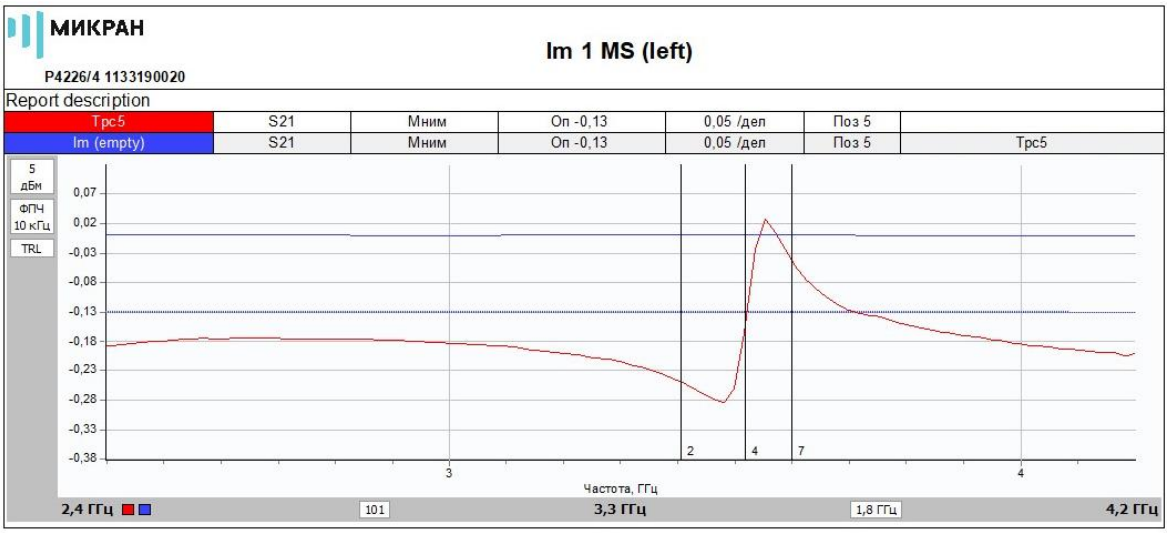


Рис. 3. График зависимости мнимой части прошедшей волны от частоты.

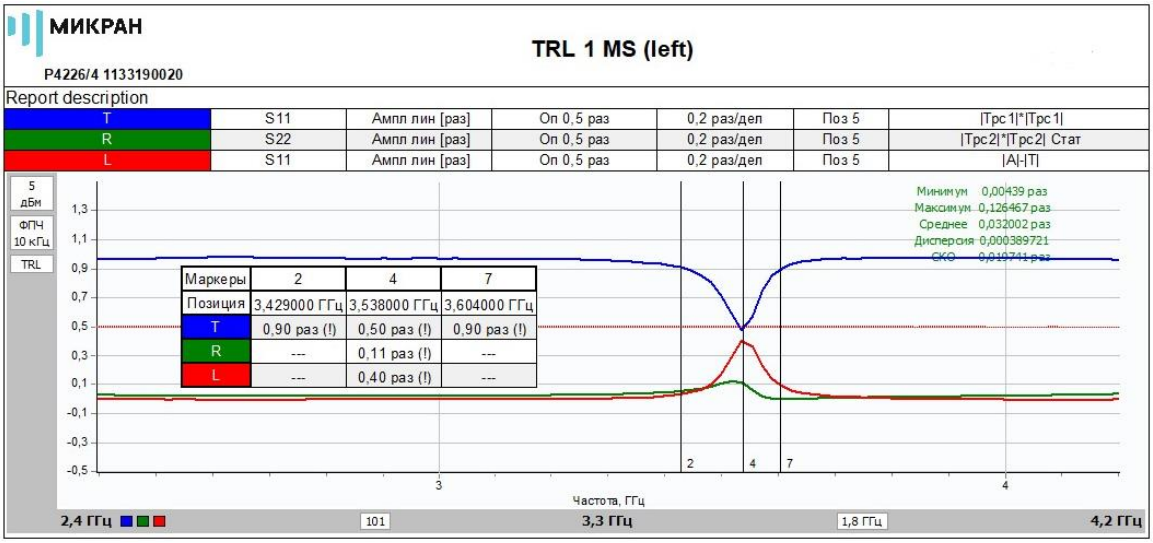


Рис. 4. Значения коэффициентов TRL исследуемой структуры.

Из полученных результатов видно, что представленная структура обладает явно выраженными ослабляющими свойствами, а также является малоотражающей поверхностью. Коэффициент прохождения T соответствует отношению действительной части прошедшей волны к падающей волне. Отражение от структуры составляет не более 11%, что характеризует ее как слабо отражающую поверхность. Ослабление происходит вследствие деструктивной интерференции на поверхности метаструктуры и на данном графике она выражена значением коэффициента L, который составляет 40% от всей мощности.

3. Заключение

В работе были рассмотрены электродинамические параметры спиралевидной метаструктуры, расположенной в волноводном тракте. Были рассмотрены ее амплитудные и фазовые частотные характеристики, а также были получены зависимости коэффициентов TRL от частоты падающего излучения. Получены экспериментальные данные, показывающие ослабляющие способности исследуемой структуры. Ослабление происходит вплоть до 40% падающей волны на резонансной частоте. Данные результаты можно использовать при дальнейшей разработке малоотражающих метапокрытий в широком диапазоне частот.

Литература

1. Старостенко, В.В. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы. / Старостенко В.В., Таран Е.П., Григорьев Е.В., Борисов А.А. // Измерительная техника. – Москва. - 1998. - № 4. - С.65-67.
2. Antinone, J. Electrical Overstress Protection for Electronic Devices / J. Antinone // New York,1986. – 387 p.
3. Веселаго В. Г. "Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ε и μ" УФН 92 517–526 (1967)
4. A. I. Semenikhin, D. V. Semenikhina, Y. V. Yukhanov and P. V. Blagovisnyy, "Broadband RCS Reduction Using Digital Impedance Metasurfaces with 2-Bit Coding of Axes of Anisotropy and Eigen Reactances," 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), 2018, pp. 1583-1590, doi: 10.23919/PIERS.2018.8597701.

REFERENCES

1. Starostenko, V.V. The effect of electromagnetic fields on integrated circuits. / Starostenko V.V., Taran E.P., Grigoriev E.V., Borisov A.A. // Measuring equipment. – Moscow. - 1998. - No. 4. - pp.65-67.
2. Antinone, J. Electrical Overstress Protection for Electronic Devices / J. Antinone // New York,1986. – 387 p.
3. Veselago V. G. "Electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ" UVN 92 517-526 (1967)
4. A. I. Semenikhin, D. V. Semenikhina, Y. V. Yukhanov and P. V. Blagovisnyy, "Broadband RCS Reduction Using Digital Impedance Metasurfaces with 2-Bit Coding of Axes of Anisotropy and Eigen Reactances," 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), 2018, pp. 1583-1590, doi: 10.23919/PIERS.2018.8597701.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ НАПРАВЛЕНИИ ПРИХОДА СИГНАЛОВ В ИОНОСФЕРНОМ КАНАЛЕ

М. В. Кныш[1], С. Н. Разиньков[2]

[1]Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны (ЯВВУ ПВО), Ярославль, Россия
[2]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен анализ факторов, определяющих условия электромагнитной доступности радиоизлучающих объектов для приемников-пеленгаторов при распространении сигналов по ионосферному каналу. Обоснована целесообразность измерения направлений прихода коротких волн с применением активных антенных решеток из вертикальных несимметричных вибраторов. Выполнена экспериментальная оценка среднеквадратических ошибок пеленгования радиостанций метеорологической информации аэродромных сетей, стандартных частот и времени, передатчиков телекодовых сообщений, сигналов с амплитудной модуляцией на фиксированных частотах, с адаптивной и программной перестройкой рабочей частоты. Исследованы зависимости точности установления угловых положений излучателей от направления и протяженности трассы распространения радиоволн в различное время года и суток.

Ключевые слова: электромагнитная доступность источников радиоизлучений, ионосферный канал, приемник-пеленгатор, решетка вертикальных несимметричных вибраторов, среднеквадратическая ошибка пеленгования

EXPERIMENTAL DIRECTION ASSESSMENTS SIGNALS COMING IN IONOSPHERIC CHANNEL

M. V. Knysh[1], S. N. Razinkov[2]

[1]Yaroslavl Higher Military School of Air Defense (YaHMSc AD), Yaroslavl, Russia
[2]Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The analysis of factors determining the conditions of electromagnetic availability of radio-emitting objects for direction-finding receivers during propagation of signals through the ionosphere channel was carried out. The feasibility of measuring the directions of arrival of short waves using active antenna arrays made of vertical asymmetric vibrators is justified. Experimental estimation of RMS errors of direction finding of radio stations of meteorological information of aerodrome networks, standard frequencies and time, transmitters of tele-code messages, signals with amplitude modulation at fixed frequencies, with adaptive and program adjustment of operating frequency was performed. Dependencies of determination of angular positions of radiators on direction and length of radio wave propagation route at different times of year and day are investigated.

Keywords: electromagnetic availability of radio emission sources, ionosphere channel, receiver-direction finder, array of vertical asymmetric vibrators, mean square error of direction finding.

1. Введение

Для пространственной селекции сигналов с перекрывающимися по значениям или перестраиваемыми в общих диапазонах частот параметрами в процессе мониторинга радиоэлектронной обстановки целесообразно использовать сведения местоположении их передатчиков. Оценка координат источников радиоизлучений (ИРИ) диапазона коротких волн (КВ) эффективно выполняется триангуляционным способом по результатам пеленгования не менее чем в двух пространственно разнесенных точках [1].

Сигналы КВ-передатчиков, распространяющиеся пространственными волнами в ионосферном радиоканале [2], характеризуются многолучевой структурой, флюктуациями лучевых траекторий и замираниями (федингами), обусловленными рефракцией в хаотично перемещающихся ионизированных слоях атмосферы [3, 4], электрофизические параметры которых претерпевают суточные и сезонные изменения [5]. Угол наклона фронта волны в вертикальной плоскости при дальности до источника 200…12000 км может изменяться в пределах от 2º до 70º. Распространение сигналов по трассам протяженностью 600…1000 км характеризуется потерями энергии до 50…80 % [3], обусловливающими низкие показатели электромагнитной доступности для приемников-пеленгаторов [6, 7].

В этой связи для добывания сведений о радиоизлучающих объектах КВ-диапазона местоположение приемников-пеленгаторов необходимо выбирать на основе нахождения максимальной применимой частоты, при которой волновые процессы претерпевают отражение в ионосферном радиоканале [5], и углов наклона лучевых траекторий, при которых на входах приемников-пеленгаторов достигается отношение сигнал-шум, требуемое для реализации процедур обработки [8].

В предлагаемой работе представлены результаты экспериментальных исследований среднеквадратических ошибок (СКО) определения угловых координат КВ-излучателей приемниками-пеленгаторами с активными антенными решетками вертикальных несимметричных вибраторов.

Цель работы – исследование зависимостей точности выполняемых измерений от пространственно-частотных характеристик ИРИ в летний (июнь-август) и осенне-зимний (октябрь-декабрь) периоды, в дневное и ночное время.

2. Средства, объекты, условия проведения и способы обработки результатов экспериментальных исследований

Приемник-пеленгатор с активной антенной решеткой из 16 несимметричных вибраторов и синхронизированными когерентными радиоприемными устройствами с преобразованием частоты [6, 7] развертывался в Центральном федеральном округе, в позиции с координатами (51°36'57,9" с.ш. 39°06'43,0" в.д.).

Следует отметить, что более благоприятные условия приема сигналов обеспечиваются при использовании горизонтальных антенн (типа антенны бегущей волны), поскольку волны горизонтальной поляризации характеризуются меньшим коэффициентом поглощения при отражении от земной поверхности по сравнению с волнами вертикальной поляризации [9]. Уровни непреднамеренных индустриальных помех на входах приемников, оснащенных горизонтальными антеннами, достаточно малы, ввиду того, что излучения промышленных источников, как правило, имеют вертикальную поляризацию [5].

Вместе с тем, антенны, настроенные на сигналы вертикальной поляризации, обладают более простыми в исполнении конструкциями и могут размещаться непосредственно на земной поверхности, без громоздких устройств подвеса [9].

Вертикальные штыри обладают высокими показателями электропроводности [2, 9] и малым, по сравнению с симметричными вибраторами, реактивным сопротивлением, обусловливающим незначительные потери мощности сигналов в органах настройки в нижней части КВ-диапазона. Вследствие рационального выбора электрических размеров антенных элементов ширина диаграммы направленности (ДН) приемной структуры в вертикальной плоскости, превышающая 10º, позволяет осуществлять селекцию излучателей, расположенных на расстояниях свыше 200 км, а положение максимума ДН в направлении 8…60º обеспечивает устойчивость приема сигналов, распространяющихся в ионосферном радиоканале, на дальности до 12000 км.

Для повышения коэффициента полезного действия антенной решетки выполнялась металлизация поверхности в точках закрепления вибраторов с применением системы из 10…15 радиальных проводников длиной, равной половине длины волны, располагающихся в приземном слое [9]. Сопротивления проводников увеличивали импеданс поверхностного слоя грунта вблизи штыря, что приводило к дополнительному снижению потерь мощности принимаемых сигналов [7].

За счет синхронного сложения сигналов, поступающих на элементы антенной решетки, максимум ДН ориентировался в направлении прихода наиболее устойчивого луча и при усилении мощности в приемном тракте парировались эффекты замираний волновых процессов в ионосферном канале и потери энергии излучений при интерференции ионосферной и земной волн в точке приема. При этом вследствие наличия общего диаграммообразующего устройства [9] с функциями многократного использования антенных элементов в решетке формировались несколько ДН для одновременного приема существенно различающихся по амплитудам и направлениям прихода сигналов и пространственной селекция помех внешних источников.

Указанные конструктивные решения по построению приемника-пеленгатора позволили проводить измерения в режиме допплеровского разделения лучей [6].

Калибровка антенно-фидерного тракта при настройке на частоту пеленгуемого сигнала обеспечила установление фазовой идентичности каналов приемника с точностью до 3° при нарушении амплитудной идентичности не более 2 % [7].

В качестве пеленгуемых объектов выбирались радиостанции метеорологической информации аэродромных сетей, стандартных частот и времени, передатчиков телекодовых (ТЛК) сообщений, сигналов с амплитудной модуляцией (АМ) на фиксированных частотах (ФЧ), адаптивной (АПРЧ) и программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ).

Угловые координаты объекта оценивались по максимальному значению плотности распределения при отношении сигнал-шум на входах пеленгаторов не менее 18 дБ в серии из 10 измерений на каждой частоте [6, 7]. Из обработки исключались результаты, полученные в периоды естественных возмущений ионосферы [4, 5, 7]. Погрешность оценки пеленга ИРИ вычислялась как математическое ожидание квадрата отклонения результатов измерений от полученной оценки координат в степени 0,5.

3. Анализ точности определения угловых координат объектов

В таблице 1 приведены значения угла наклона фронта ионосферной волны и СКО пеленгования радиостанций метеорологической информации аэродромных сетей в дневное время летнего периода.

Согласно представленным данным, точность оценки угловых координат объектов составляет (2,1…8,6)°. Значительная СКО пеленгования излучателей в районе г. Новосибирска обусловлена погрешностями построения лучевых траекторий сигналов вследствие флюктуаций плотности электронов [5, 8] и пространственного распределения ионизированных слоев атмосферы [3, 4]. При этом, как установлено в [6, 7], на трассах

протяженностью около 1000 км вариации направлений прихода сигналов по углу места при 3 отражениях от ионосферы достигают 15…20°, а в плоскости азимута – до 4…5°. На трассах протяженностью свыше 1000 км замирания сигналов определяются интерференцией соизмеримых по уровню лучей; на трассах протяженностью более 2000 км, как правило, преобладает один луч, а замирания обусловлены изменением его неоднородностей во времени [5, 7].

Таблица 1. Значения угла наклона фронта ионосферной волны и СКО оценки угловых координат радиостанций метеорологической информации аэродромных сетей

Местоположение ИРИ	Удаление ИРИ от приемника-пеленгатора, км	Частота сигнала, кГц	Угол наклона фронта ионосферной волны, °	СКО оценки угловых координат ИРИ, °
Таллинн	1300	4645	19,8	3,2
Ростов-на-Дону	500	6617 8939	60,2 58,2	4,5 2,8
Самара	800	6693 8888	46,1 45,7	2,7 2,1
Сыктывкар	1300	8888	21,6	4,5
Екатеринбург	1500	8888	18,3	4,6
Тюмень	1800	8888	13,1	5,1
Новосибирск	2900	6693 8888	2,8 2,7	8,6 7,1
Ташкент	2500	8819	4,7	6,7

Точность выполняемых измерений существенно зависит от частоты сигналов. Погрешность оценки местоположения радиостанции, развернутой в районе г. Самары, на частоте 6693 кГц более чем в 1,28 раза превышает значение, достижимое на частоте 8888 кГц. Показатели точности определения углового положения радиостанции вблизи г. Новосибирска на указанных частотах различаются в 1,2 раза.

Установлено, что СКО оценки угловых координат радиостанции, расположенной вблизи г. Новосибирска, на частоте 11318 кГц не превышает 3,4°. Погрешность пеленгования радиостанции, размещенной в районе г. Ташкента, в дневное время на частоте 11279 кГц составляет 3,5°, а в ночное время на частоте 3407 кГц снижается до 2,7°.

В таблице 2 приведены СКО пеленгования радиостанции стандартных частот и времени в дневное и ночное время летнего периода.

Таблица 2. Значения СКО оценки угловых координат радиостанции стандартных частот и времени в летний период (дневное время/ночное время)

Местоположение ИРИ	Удаление ИРИ от приемника-пеленгатора, км	Частота излучаемого сигнала, кГц	СКО оценки угловых координат ИРИ, °
Москва	500	14996 4996	3,2 4,9

Полученные результаты подтверждают выводы [6, 7] о снижении погрешности определения пространственного положения радиоизлучающего объекта по мере повышения частоты сигналов. Из сопоставления данных таблицы 2 и [6] следует, что СКО определения угловых координат излучателей КВ-диапазона в летний период возрастают относительно показателей, достижимых в осенне-зимний период, на 7…12 %. Данное

явление обусловлено рефракцией пространственной волны на спорадическом Es-слое ионосферы, прогноз характеристик которого является кратковременным и имеет низкую точность [8].

В таблице 3 приведены СКО оценок угловых координат передатчиков ТЛК и непрерывных сообщений в летний период, а в таблице 4 – в осенне-зимний период. Символ * означает, что условия распространения сигналов в диапазоне частот, характеризуемые значениями максимальной применимой частоты радиоканала и углов прихода пространственной волны с наибольшей мощностью, не позволяют осуществлять прием в позиции размещения приемника-пеленгатора в соответствующий период времени.

Таблица 3. Значения СКО оценки угловых координат передатчиков ТЛК сообщений и сигналов с АМ на ФЧ, с АПРЧ и ППРЧ в летний период

Местоположение ИРИ (вид сигнала)	Удаление ИРИ от приемника-пеленгатора, км	Частота излучаемого сигнала, кГц	Время работы ИРИ (мск)	СКО оценки угловых координат ИРИ, °
Калининградская область (ТЛК, АМ на ФЧ)	1300	1500-4500 4500-18000 18000-30000	20.00-03.00 10.00-03.00 10.00-19.00	5,2 4,4 3,1
Свердловская область (АМ на ФЧ)	1500	1500-4500 4500-18000 18000-30000	20.00-03.00 10.00-19.00 11.00-20.00	5,6 2,3 2,1
Новосибирская область (ППРЧ)	3000	1500-4500 4500-18000 18000-30000	21.00-23.00 21.00-23.00 10.00-12.00	3,9 3,7 2,4
Республика Бурятия (ТЛК, АМ на ФЧ)	4600	1500-4500 4500-18000 18000-30000	20.00-03.00 10.00-03.00 10.00-19.00	6,1 4,3 3,6
Хабаровский край (ТЛК, АМ на ФЧ)	6600	1500-4500 4500-18000 18000-30000	10.00-19.00	* 4,5 *

Таблица 4. Значения СКО оценки угловых координат передатчиков ТЛК сообщений и сигналов с АМ на ФЧ, с АПРЧ и ППРЧ в осенне-зимний период

Местоположение ИРИ (вид сигнала)	Удаление ИРИ от приемника-пеленгатора, км	Частота излучаемого сигнала, кГц	Время работы ИРИ (мск)	СКО оценки угловых координат ИРИ, °
Саратовская область (ТЛК, АМ на ФЧ)	500	1500-4500 4500-18000 18000-30000	20.00-03.00 10.00-03.00 10.00-19.00	3,7 2,6 2,1
Пензенская область (ТЛК, АМ на ФЧ)	450	1500-4500 4500-18000 18000-30000	10.00-03.00	4,2 2,2 2,0
Самарская область (ТЛК, АМ на ФЧ, ППРЧ)	750	1500-4500 4500-18000 18000-30000	10.00-19.00	3,6 3,1 2,4

Оренбургская область (ТЛК, АМ на ФЧ)	1200	1500-4500 4500-18000 18000-30000	10.00-19.00	4,1 3,8 3,3
Свердловская область (ТЛК, АМ на ФЧ)	1500	1500-4500 4500-18000 18000-30000	10.00-03.00	* 4,5 *

Углы наклона фронта ионосферной волны в вертикальной плоскости при распространении от передатчиков изменяются в пределах от 2º до 23º. Максимальное значение углов наклона лучевых траекторий сигналов от источников, расположенных в Свердловской и Новосибирской областях, не превышает 18º. Для передатчиков, базирующихся в Республике Бурятия и Хабаровском крае, наибольший угол наклона фронта ионосферной волны в вертикальной плоскости составляет 12°.

Согласно представленным результатам, погрешность определения угловых координат радиоизлучающих объектов в диапазоне частот 1500-4500 кГц с летний период лежит в пределах (3,9…6,1)°, а в осенне-зимний период снижается до (2,0…4,2)°. Минимальная СКО пеленгования передатчиков ТЛК сообщений и сигналов с АМ на ФЧ, с АПРЧ и ППРЧ в диапазоне частот 4500-18000 кГц составляет 2,2°. Наибольшая для летнего периода погрешность оценки углового положения излучателей в диапазоне частот 18000-30000 кГц (3,6°) в осенне-зимний период снижается в 1,1 раза.

4. Заключение

Таким образом, проведены экспериментальные исследования СКО определения угловых координат излучателей КВ-диапазона приемником-пеленгатором с решеткой вертикальных электрических вибраторов. В качестве пеленгуемых объектов выбирались радиостанции метеорологической информации аэродромных сетей, стандартных частот и времени, передатчиков ТЛК сообщений, сигналов с АМ на ФЧ, АПРЧ и ППРЧ. Выполнен анализ зависимостей точности выполняемых измерений от частотно-временных параметров сигналов и характеристик пространственного положения излучателей в различное время суток летнего и осенне-зимнего периодов, а также угла наклона фронта ионосферной волны в вертикальной плоскости от дальности до ИРИ.

Полученные результаты составляют основу для совершенствования технологий определения направлений прихода сигналов при распространении в ионосферном радиоканале [8], разработки требований к характеристикам и обоснования технических решений по созданию приемников-пеленгаторов КВ-диапазона [6, 7].

Литература

1. Перунов Ю.М., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: радиотехническая разведка. М.: Вузовская книга, 2018. – 190 с.
2. Осипов О.В., Табаков Д.П., Морозов С.В. Электродинамика и распространение радиоволн. Самара: ИНУЛ ПГУТИ, 2021. – 296 с.
3. Барабашов В.Г., Ветроградов Г.Г. Динамическая адаптивная структурно-физическая модель ионосферного радиоканала // Математическое моделирование, 1996, Т. 8, № 2. – С. 3-18.
4. Дзвонковская А.Л. Расчет характеристик многолучевого распространения радиоволн КВ-диапазона по данным станций вертикального и наклонного зондирования ионосферы для адаптации систем связи и локации // Нелинейный мир, 2006, Т. 4, № 10. – С. 541-546.

5. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / Под общ. ред. О.В. Головина. М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 598 с.
6. Разиньков С.Н., Решетняк Е.А. Экспериментальная оценка эффективности местоопределения и идентификации источников радиоизлучения диапазона коротких волн // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2017, Т. 20, № 3. – С. 21-29.
7. Разиньков С.Н., Решетняк Е.А., Жидко Е.А. Измерение координат источников радиоизлучения на высоких частотах угломерным и угломерно-дальномерным методами // Метрология, 2019, № 4. – С. 33-50.
8. Кныш М.В., Разиньков С.Н. Экспериментальное определение местоположения источников радиоизлучений в пространственно распределенных системах дистанционного мониторинга // Электромагнитные волны и электронные системы, 2023, Т. 28, № 2. – С. 15-20.
9. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.

REFERENCES

1. Perunov Yu.M., Kupriyanov A.I. Electronic warfare: radio technical intelligence. M.: Vuzovskaya Kniga, 2018. – 190 p.
2. Osipov O.V., Tabakov DP, Morozov S.V. Electrodynamics and radio wave propagation. Samara: INUL PGUTI, 2021. – 296 p.
3. Barabashov V.G., Vetrogradov G.G. Dynamic adaptive structural-physical model of the ionosphere radio channel // Mathematical modeling, 1996, Vol. 8, No. 2. – Pp. 3-18.
4. Dzvonkovskaya A.L. Calculation of characteristics of multipath propagation of HF-band radio waves according to vertical and inclined ionosphere probing stations for adaptation of communication and location systems // Nonlinear World, 2006, Vol. 4, No. 10. – Pp. 541-546.
5. Golovin O.V., Prostov S.P. Short-wave radio communication systems and devices / By ed. O.V. Golovin. M.: Goryashaya Liniya-Telecom, 2006. – 598 p.
6. Razinkov S.N., Reshetnyak E.A. Experimental assessment of the effectiveness of localization and identification of short-wave radio emission sources // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2017, Vol. 20, No. 3. – Pp. 21-29.
7. Razinkov S.N., Reshetnyak E.A., Zhidko E.A. Measurement of coordinates of radio emission sources at high frequencies by angle-measuring and angle-measuring rangefinder methods // Metrology, 2019, No. 4. – Pp. 33-50.
8. Knysh M.V., Razinkov S.N. Experimental determination of the location of radio emission sources in spatially distributed remote monitoring systems // Electromagnetic waves and electronic systems, 2023, Vol. 28, No. 2. – Pp. 15-20.
9. Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoy G.P. Modern theory and practical changes in antennas. M.: Radiotehnika. 2009. – 720 p.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИИ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК 1. ОДНОМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ

В.В. Ахияров

АО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (АО НПК НИИДАР), Москва, Россия

Аннотация. В работе представлены аналитические выражения для вычисления импеданса одномерных индуктивных и емкостных решеток и выполнено сравнение аналитических и численных расчетов импеданса при различных углах падения плоской волны на решетку. Показано, что для частопериодических решеток в свободном пространстве выполняется импедансное условие М.А. Леонтовича. Получено, что точность аналитических формул для коэффициентов отражения и прохождения соответствует точности вычисления импеданса решеток.

Ключевые слова: индуктивная и емкостная решетка, поверхностный импеданс, импедансное граничное условие, коэффициенты отражения и прохождения.

ELECTRODYNAMIC CALCULATION OF INDUCTIVE AND CAPACITIVE GRATINS 1. ONE-DIMENSIONAL GRATINGS

V. V. Akhiyarov

Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications (SRI for LDRC), Moscow, Russia

Abstract. The paper presents analytical expressions for calculating the impedance of one-dimensional inductive and capacitive gratings, and compares analytical and numerical impedance calculations at different angles of incidence of a plane wave on the grating. It is shown that the impedance condition of M.A. Leontovich is satisfied for dense gratings in free space. It is obtained that the accuracy of the analytic formulas for the reflection and transmission coefficients corresponds to the accuracy of the gratings impedance calculation.

Keywords: inductive and capacitive grating, surface impedance, impedance boundary condition, reflection and transmission coefficient.

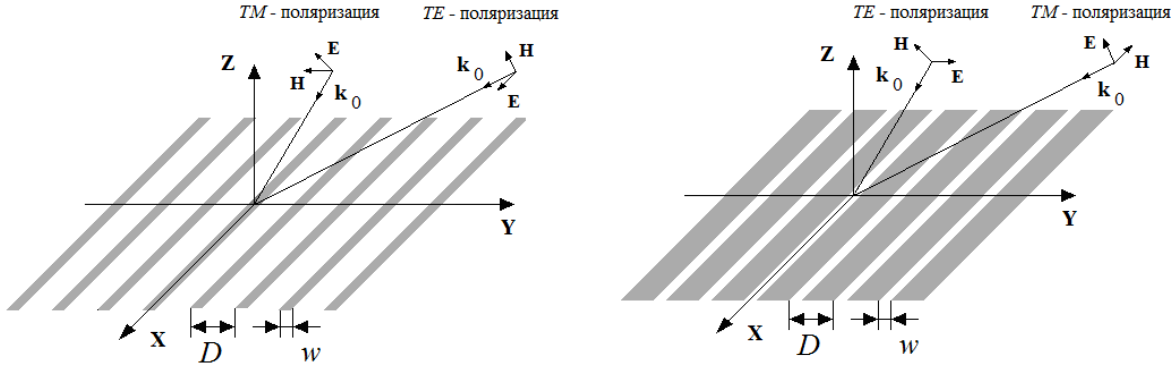
1. Введение

В работе исследуется частопериодическая решетка из узких (индуктивных) металлических лент с широким зазором между ними и дополнительная к ней структура из широких (емкостных) лент с узким зазором. При падении плоской волны на такую решетку отраженная и прошедшая волна остается плоской и в этом состоит ее основное отличие от дифракционной решетки. Коэффициенты отражения и прохождения для периодических решеток можно получить в канале Флоке численными методами, которые реализованы в современных программах САПР СВЧ-устройств. Однако, для частопериодических решеток задача существенно упрощается, поскольку в данном случае ее можно решить аналитически [1, 2].

2. Входной импеданс одномерной решетки

Рассмотрим падение плоской волны на одномерную решетку из металлических лент, расположенных с периодом $D \ll \lambda$ в свободном пространстве. Ширина лент $w \ll D$ в индуктивной решетке соответствует ширине щелей в емкостной решетке. Для индуктивной решетки (рис.1.а) считаем, что вектор **E** (или его проекция на плоскость

решетки) направлен параллельно лентам, а для емкостной решетки (рис.1.б) такое направление имеет вектор **H**.



а) б)

Рис. 1. Падение плоской волны на индуктивную (а) и емкостную (б) решетку.

Импеданс индуктивной решетки для *TE*- и *TM*-поляризации в квазистатическом приближении определяется следующим образом [2]:

$$\eta_g^{TE} = j\frac{\eta_{eff}}{2}\alpha\,, \quad \eta_g^{TM} = j\frac{\eta_{eff}}{2}\alpha\left(1-\frac{k_0^2}{k_{eff}^2}\sin^2(\phi_0)\right), \tag{1}$$

где $\eta_{eff} = \eta_0/\sqrt{\varepsilon_{eff}}$ – эффективное волновое сопротивление среды, в которой расположена решетка, ε_{eff} – её эффективная относительная диэлектрическая проницаемость, $k_{eff} = k_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$, $k_0 = 2\pi/\lambda$, ϕ_0 – угол падения от направления нормали, α – параметр решетки:

$$\alpha = \frac{k_{eff}D}{\pi}\ln\left(\frac{1}{\sin(\pi w/2D)}\right). \tag{2}$$

Очевидно, что для решетки в свободном пространстве $\varepsilon_{eff} = 1$. В том случае, если решетка находится на границе раздела свободного пространства и диэлектрика:

$$\varepsilon_{eff} = (\varepsilon_1 + 1)/2\,, \tag{3}$$

где ε_1 - относительная диэлектрическая проницаемость второй среды.

Поскольку представленные на рис.1 решетки являются дополнительными друг относительно друга, они удовлетворяют принципу Бабине в импедансной формулировке:

$$\eta_g^{TE}\eta_p^{TM} = \eta_p^{TE}\eta_g^{TM} = \frac{\eta_{eff}^2}{4}\,, \tag{4}$$

поэтому для емкостных решеток получим:

$$\eta_p^{TM} = -j\frac{\eta_{eff}}{2\alpha}\,, \quad \eta_p^{TE} = -j\frac{\eta_{eff}}{2\alpha\left(1-\frac{k_0^2}{k_{eff}^2}\sin^2(\phi_0)\right)}. \tag{5}$$

В (1), (4) и (5) индексы «*g*» и «*p*» используются для того, чтобы отличить индуктивную решетку от емкостной.

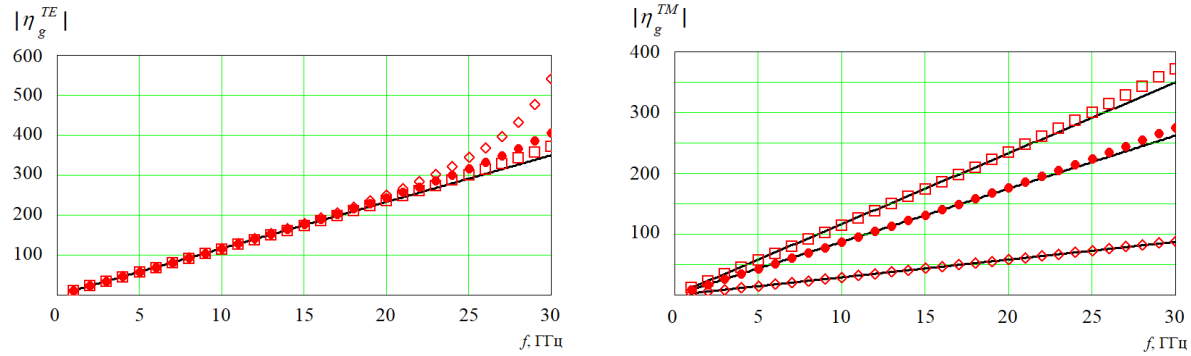
Для решеток в свободном пространстве $\eta_{eff} = \eta_0$ и $k_{eff} = k_0$, поэтому

$$\eta_g^{TE} = j\frac{\eta_0}{2}\alpha\,, \quad \eta_g^{TM} = j\frac{\eta_0}{2}\alpha\left(1-\sin^2(\phi_0)\right), \tag{6}$$

$$\eta_p^{TM} = -j\frac{\eta_0}{2\alpha}, \quad \eta_p^{TE} = -j\frac{\eta_0}{2\alpha\left(1-\sin^2(\phi_0)\right)}. \qquad (7)$$

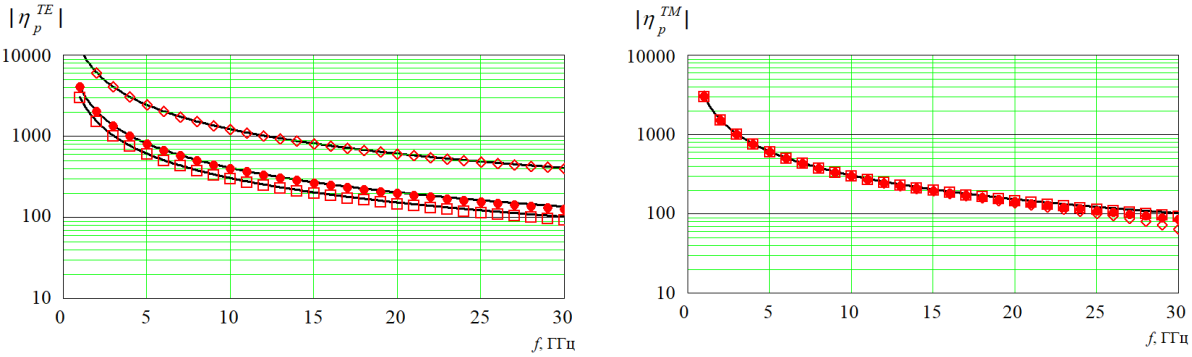
Отметим, что импедансы двумерных решеток из индуктивных лент η_g^{TE} и емкостных патчей η_p^{TM} определяется по тем же самым формулам, что и для одномерных решеток, а импедансы η_g^{TM} и η_p^{TE} получаются путем замены $\sin^2(\phi_0) \to \sin^2(\phi_0)/2$.

Для того, чтобы оценить границы применимости представленных аналитических выражений, выполним сравнение теоретических и численных расчетов импеданса одномерных решеток при $D = 5\,мм$ и $w = 0{,}5\,мм$ (см. рис.1). Углы падения выбраны равными $\phi_0 = 0^0$, $\phi_0 = 30^0$ и $\phi_0 = 60^0$, расчеты выполнялись в полосе частот 1…30 ГГц, численные результаты были получены методом конечных элементов в канале Флоке. Отметим, что верхней границе диапазона соответствует длина волны $\lambda = 1\,см$ и в этом случае $D = \lambda/2$, т.е. условие $D << \lambda$ заведомо не выполняется. Результаты расчетов для индуктивной и емкостной решетки при выбранных исходных данных представлены на рис.2 и рис.3, сплошные линии соответствуют вычислениям по (6) и (7).



а) б)

Рис. 2. Модуль импеданса одномерной индуктивной решетки при ТЕ- (а) и ТМ-поляризации (б). Сплошные линии – аналитические расчеты, «□», «•» и «◊» – численные расчеты при $\phi_0 = 0^0$, $\phi_0 = 30^0$ и $\phi_0 = 60^0$.



а) б)

Рис. 3. Модуль импеданса одномерной емкостной решетки при ТЕ- (а) и ТМ-поляризации (б). Сплошные линии – аналитические расчеты, «□», «•» и «◊» – численные расчеты при $\phi_0 = 0^0$, $\phi_0 = 30^0$ и $\phi_0 = 60^0$.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о хорошем соответствии аналитических и численных расчетов даже при $\phi_0 = 60^0$, т.е. при значительном отклонении падающего поля от вертикали. Формально это соответствие сильно нарушается только при угле падения $\phi_0 = 60^0$ для индуктивной решетки на частотах более 20 ГГц при *TE*-поляризации и для емкостной решетки на частотах более 25 ГГц при *TM*-поляризации (символы «◊» на рис.2.а и рис.3.б).

Улучшить соответствие аналитических и численных расчетов при больших углах падения можно, если вместо параметра решетки (2) использовать точное выражение [3]:

$$\alpha = \frac{k_{eff} D}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin\left(\frac{\pi w}{2D}\right)} + \frac{1}{2} \frac{\left(1-\beta^2\right)^2 \left(1-\frac{\beta^2}{4}\right)\left(A_+ + A_-\right) + 4\beta^2 A_+ A_-}{\left(1-\frac{\beta^2}{4}\right) + \beta^2\left(1+\frac{\beta^2}{2}-\frac{\beta^4}{8}\right)\left(A_+ + A_-\right) + 2\beta^6 A_+ A_-} \right), \quad (8.а)$$

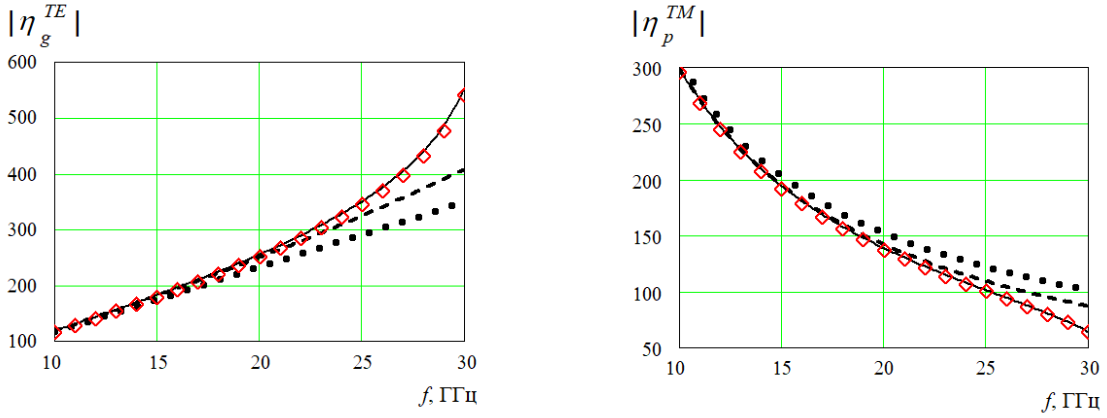
где

$$A_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{2D}{\lambda}\sin(\phi_0) - \left(\frac{D\cos(\phi_0)}{\lambda}\right)^2}} - 1, \quad \beta = \sin\left(\frac{\pi w}{2D}\right).$$

При условии $w << D$ из (8.а) следует:

$$\alpha = \frac{k_{eff} D}{\pi}\left[\frac{1}{\sin(\pi w/2D)} + \frac{1}{2}\left(3 - 2\cos^2(\phi_0)\right)\left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 \right]. \quad (8.б)$$

На рис.4 представлены результаты аналитических и численных расчетов импеданса при $\phi_0 = 60^0$. Видно, что использование (8.а) позволяет достичь соответствия с численными расчетами во всем частотном диапазоне для индуктивной решетки при TE- и емкостной при TM-поляризации. Для двух оставшихся случаев (индуктивная решетка при TM-поляризации и емкостная при TE-поляризации) следует выбирать параметр (2).



а) б)

Рис. 4. Модуль импеданса индуктивной решетки при TE- (а) и емкостной решетки при TM-поляризации (б). Сплошные линии, штриховые линии и пунктир – аналитические расчеты с параметром решетки (8.а), (8.б) и (2), «◊» – численные расчеты при $\phi_0 = 60^0$.

3. Коэффициенты отражения и прохождения

При выполнении импедансного условия [4, 5] коэффициенты отражения и прохождения для *TE*- и *TM*-поляризации падающего поля имеют вид [6]:

$$R^{TE} = \frac{\eta^{input\ TE}\cos(\phi_0) - \eta_0}{\eta^{input\ TE}\cos(\phi_0) + \eta_0}, \quad R^{TM} = \frac{\cos(\phi_0)\eta_0 - \eta^{input\ TM}}{\cos(\phi_0)\eta_0 + \eta^{input\ TM}} \tag{9}$$

$$T^{TE,TM} = 1 \pm R^{TE,TM}, \tag{10}$$

где знак «+» выбирается для *TE*-, а «–» – для *TM*-поляризации. Входной импеданс решетки $\eta^{input\ TE,TM}$ в свободном пространстве определяется выражением:

$$\frac{1}{\eta_{g,p}^{input\ TE,TM}} = \frac{1}{\eta_{g,p}^{TE,TM}} + \frac{1}{\eta_0^{TE,TM}}, \tag{11}$$

где $\eta_0^{TE} = \eta_0/\cos(\phi_0)$ и $\eta_0^{TM} = \eta_0\cos(\phi_0)$.

Отметим, что для одномерных решеток из металлических лент известны коэффициенты отражения, соответствующие приближенному граничному условию («approximate boundary condition»). Например, для одномерной индуктивной решетки при ТЕ-поляризации и одномерной емкостной решетки при ТМ-поляризации (см. рис.1) имеем [7]:

$$R_g^{TE} = -\frac{1}{1 + jkl_2\cos(\phi_0)}, \quad R_p^{TM} = \frac{jkl_1\cos(\phi_0)}{1 + jkl_1\cos(\phi_0)} \tag{12}$$

где $l_1 = \frac{D}{\pi}\ln\left[1\Big/\cos\left(\frac{\pi(D-w)}{2D}\right)\right]$, $l_2 = \frac{D}{\pi}\ln\left[1\Big/\sin\left(\frac{\pi w}{2D}\right)\right]$.

На рис.5 представлены результаты аналитических расчетов коэффициентов отражения R_g^{TE} и R_p^{TM} для импедансного и приближенного граничного условия при угле падения $\phi_0 = 60^0$. Видно, что результаты, полученные с использованием совершенно разных подходов, полностью совпадают. Для одномерных частопериодических решеток это означает эквивалентность импедансного и приближенного граничного условия.

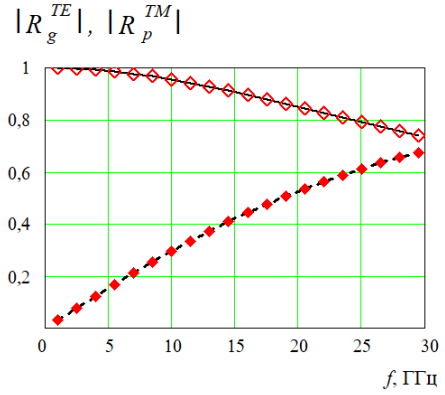


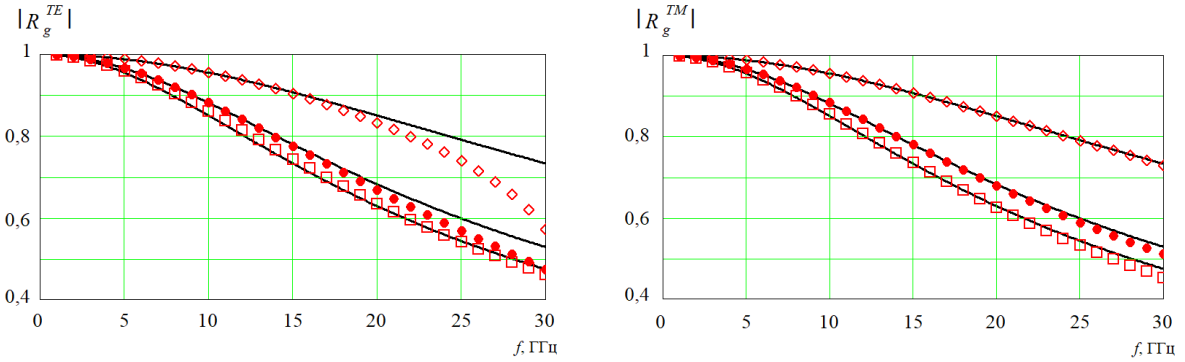
Рис.5. Коэффициенты отражения для одномерной индуктивной решетки при ТЕ- и емкостной решетки при ТМ-поляризации для угла падения $\phi_0 = 60^0$.

Сплошная и штриховая линии – расчет R_g^{TE} и R_p^{TM} по (12),

◊ и ♦ – аналогичный расчет по (9).

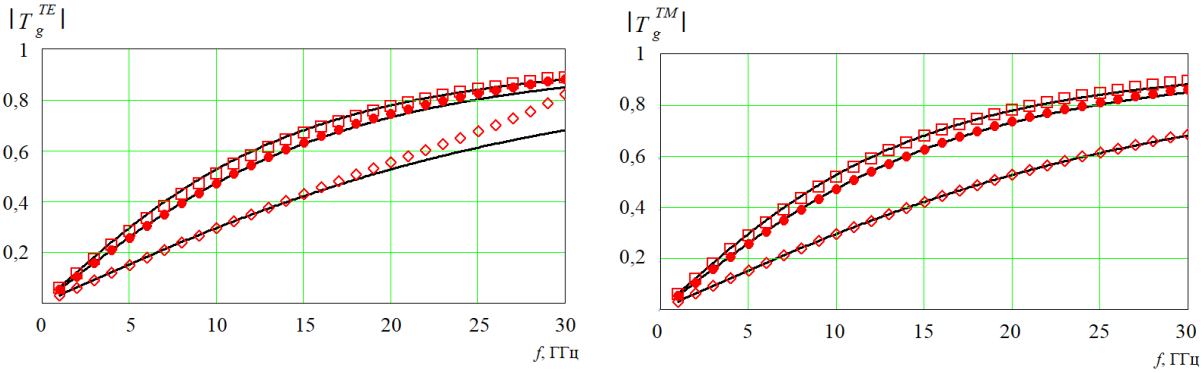
Для того, чтобы понять, насколько импедансное условие М.А. Леонтовича соответствует рассматриваемой задаче, выполним сравнение коэффициентов отражения и прохождения (9) и (10) с результатами строго электродинамического моделирования методом конечных элементов в канале Флоке при тех же самых исходных данных, что и при вычислении импеданса: $D = 5\,мм$, $w = 0{,}5\,мм$, углы падения – $\phi_0 = 0^0$, $\phi_0 = 30^0$ и $\phi_0 = 60^0$. Поскольку индуктивные и емкостные решетки являются дополнительными друг относительно друга, достаточно рассмотреть задачу вычисления коэффициентов отражения и прохождения для одного типа решеток. На рис.6 и рис.7 представлены частотные зависимости коэффициентов отражения и прохождения для одномерной индуктивной решетки.

Сравнивая полученные результаты с рис.2 и рис.3, можно сделать вывод о том, что точность (9) и (10) соответствует точности, полученной при аналитическом вычислении импеданса с тем же самым параметром решетки (2). При вычислении α по (8.а) или (8.б) степень соответствия аналитических и численных расчетов для ТЕ-поляризации можно существенно улучшить.



а) б)

Рис. 6. Коэффициенты отражения для одномерной индуктивной решетки при ТЕ- (а) и ТМ-поляризации (б). Сплошные линии – аналитические расчеты, «□», «•» и «◊» – численные расчеты при $\phi_0 = 0^0$, $\phi_0 = 30^0$ и $\phi_0 = 60^0$.



а) б)

Рис. 7. Коэффициенты прохождения для одномерной индуктивной решетки при ТЕ- (а) и ТМ-поляризации (б). Сплошные линии – аналитические расчеты, «□», «•» и «◊» – численные расчеты при $\phi_0 = 0^0$, $\phi_0 = 30^0$ и $\phi_0 = 60^0$.

Представленные на рис.6 и рис.7 частотные зависимости позволяют сформулировать следующие выводы:

- аналитические расчеты коэффициентов отражения R_g^{TE}, R_g^{TM} и прохождения T_g^{TE}, T_g^{TM} (сплошные кривые на рис.6 и рис.7) дают одинаковые результаты при одном и том же угле падения;

- при ТЕ-поляризации соответствие между аналитическими и численными расчетами для коэффициентов отражения и прохождения наблюдается до частоты ~ 15 ГГц при $\phi_0 = 60^0$, что соответствует периоду решетки $D = \lambda/4$. При падении волны на решетку по нормали (символы «□» на рис.6 и рис.7) аналитические и численные расчеты практически совпадают до $D \sim \lambda/2$;

- при ТМ-поляризации соответствие коэффициентов отражения и прохождения при аналитическом и численном расчете наблюдается до $D \sim \lambda/2$ для любого угла падения (при $\phi_0 = 60^0$ результаты получились даже лучше по сравнению со случаем $\phi_0 = 0^0$);

- существенно улучшить результаты для индуктивной решетки при ТЕ-поляризации можно с использованием параметра (8.а). В этом случае аналитические и численные расчеты совпадают до $D \sim \lambda/2$ даже при достаточно больших углах падения на решетку плоской волны.

4. Заключение

Представленные результаты свидетельствуют о том, что при любом угле падения ϕ_0 можно оценить границу применимости простых аналитических формул для расчета импеданса одномерных индуктивных или емкостных решеткок. С использованием точного выражения (8.а) для параметра решетки эту границу можно существенно расширить (см. рис.4). Для частопериодических одномерных решеток в свободном пространстве справедливо импедансное условия М.А. Леонтовича, что позволяет вычислять коэффициенты отражения и прохождения с использованием (9) и (10).

Полученные результаты необходимы для решения задач дифракции на кромках решеток [8] или на стыке двух материалов [9], в качестве которых могут выступать как сами решетки, так и метаповерхности на их основе [10]. Эти решения могут быть получены методом Г.Д. Малюжинца или методом отражений [11].

Литература

1. Tretyakov S. Analytical modeling in applied electromagnetics. Artech house, 2003. - 272 p.
2. Luukkonen O., Simovki C., Granet G. et al. Simple and Accurate Analytical model of Planar Grids and High-impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, Vol. 56, No. 6. - Pp. 1625-1632.
3. Marcuvitz N. Waveguide Handbook. Peter Peregrinus Ltd, V.21, 1986. - 424 p.
4. Леонтович М.А. Избранные труды. Теоретическая физика. М.: Наука, 1985. - 432 с.
5. Ахияров В.В. Возможность использования импедансных условий на границе раздела свободного пространства и искусственного материала // Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2022, Т. 5. - С. 63-70.
6. Senior T. B.A., Volakis J.L. Approximate Boundary Condition in Electromagnetics. London: IEE, 1995. - 354 p.

7. Nepa P., Manara G., Armogida A. EM Scattering from the edge of a semi-infinite planar strip grating using approximate boundary conditions // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2005, Vol. 53, No. 1. - Pp. 82-90.
8. Ахияров В.В. Дифракция плоской волны на импедансном и полупрозрачном экране при *E*-поляризации падающего поля // Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2019, Т.4. - С. 295-304.
9. Ахияров В.В. Вычисление поля, рассеянного на стыке двух материалов // Труды XV Международной научно-технической конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», Суздаль, 2022. - С. 74-77.
10. Ахияров В.В. Аналитическое вычисление входного импеданса метаповерхностей на основе индуктивных и емкостных решеток // Труды XVI Международной научно-технической конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», Суздаль, 2023. - С. 67-71.
11. Ахияров В.В. Решение задачи дифракции на клине методом отражений // Радиотехника, 2021, Т. 85, № 3. - С. 16-26.

REFERENCES

1. Tretyakov S. Analytical modeling in applied electromagnetics. Artech house, 2003. - 272 p.
2. Luukkonen O., Simovki C., Granet G. et al. Simple and Accurate Analytical model of Planar Grids and High-impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, Vol. 56, No. 6. - Pp. 1625-1632.
3. Marcuvitz N. Waveguide Handbook. Peter Peregrinus Ltd. V.21, 1986. - 424 p.
4. Leontovich M.A. Selected works. Theoretical physics. M.: Nauka, 1985. - 432 p.
5. Akhiyarov V.V. Possibility of using impedance boundary conditions at the interface between free space and artificial material // Proceeding of XXVIII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2022, Vol. 5. - Pp. 63-70.
6. Senior T. B.A., Volakis J.L. Approximate Boundary Condition in Electromagnetics. London: IEE. 1995. - 354 p.
7. Nepa P., Manara G., Armogida A. EM Scattering from the edge of a semi-infinite planar strip grating using approximate boundary conditions // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2005, Vol. 53, No. 1. - Pp. 82-90.
8. Akhiyarov V.V. Plane wave diffraction on impedance and semi-transparent screen on E-polarisation of the incident field // Proceeding of XXV International conference«Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2019, Vol. 4. - Pp. 295-304.
9. Akhiyarov V.V. Calculation of the field scattered at the junction of two materials // Proceeding of XVI International conference «Acousto-optical and radar methods of measurements and information processing», Suzdal’, 2022. - Pp. 74-77.
10. Akhiyarov V.V. Analytical calculation of input impedance for metasurfaces based on inductive and capacitive gratings // Proceeding of XVI International conference «Acousto-optical and radar methods of measurements and information processing», Suzdal’, 2023. - Pp. 67-71.
11. Akhiyarov V.V. Using the reflections method in the wedge diffraction theory // Journal Radioengineering, 2021, Vol. 85, No. № 3. - Pp. 16-26.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИИ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК 2. ДВУМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ

В.В. Ахияров

АО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (АО НПК НИИДАР), Москва, Россия

Аннотация. В работе показано, что для частопериодических двумерных индуктивных и емкостных решеток импедансное условие М.А. Леонтовича эквивалентно усредненному граничному условию М.И. Конторовича. Выполнено сравнение аналитических и численных расчетов коэффициентов отражения и прохождения для двумерных емкостных решеток. Показано, что соответствие аналитических и численных расчетов существенно зависит от угла падения плоской волны на решетку.

Ключевые слова: индуктивная и емкостная решетка, поверхностный импеданс, импедансное граничное условие, усредненное граничное условие, коэффициенты отражения и прохождения.

ELECTRODYNAMIC CALCULATION OF INDUCTIVE AND CAPACITIVE GRATINS 2. TWO-DIMENSIONAL GRATINGS

V. V. Akhiyarov

Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications (SRI for LDRC), Moscow, Russia

Abstract. The paper shows that for two-dimensional inductive and capacitive dense gratings the impedance condition of M.A. Leontovich is equivalent to the averaged boundary condition of M.I. Kontorovich. Analytical and numerical calculations of reflection and transmission coefficients for two-dimensional capacitive gratings are compared. It is shown that the agreement between analytical and numerical calculations depends significantly on the plane wave incidence angle.

Keywords: inductive and capacitive grating, surface impedance, impedance boundary condition, averaged boundary condition, reflection and transmission coefficients.

1. Введение

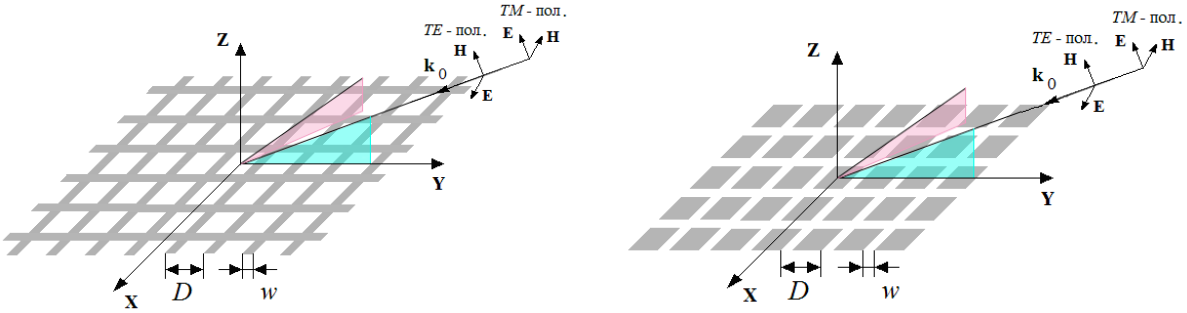
Коэффициенты отражения и прохождения для двумерных частопериодических решеток в свободном пространстве наиболее просто вычисляются в предположении того, что для данной задачи справедливо импедансное условие М.А. Леонтовича [1]. С другой стороны, для таких решеток известны коэффициенты отражения в квазистатическом приближении, соответствующие усредненному граничному условию М.И. Конторовича [2]. Для импедансных и приближенных граничных условий эти коэффициенты были получены совершенно разными методами. Поэтому если окажется, что они эквивалентны, то можно гарантировать выполнение импедансного граничного условия для двумерных частопериодических индуктивных и емкостных решеток, т.е. эквивалентность импедансного условия и квазистатического приближения.

В общем случае двумерные решетки следует считать анизотропными и в этом случае имеется зависимость входного импеданса и коэффициента отражения (прохождения) от ориентации плоскости падения относительно лент (или патчей). Сравнение аналитических и численных расчетов коэффициентов отражения

(прохождения) при различной ориентации плоскости падения позволяет исследовать вопрос о том, при каких условиях решетку можно считать изотропной.

2. Входной импеданс двумерной решетки

Пусть плоская волна падает на двумерную решетку из тонких металлических лент или на дополнительную к ней решетку (см. рис.1). Будем считать, что решетки расположены с периодом $D \ll \lambda$ в свободном пространстве и ширина лент $w \ll D$ в индуктивной решетке соответствует ширине щелей в емкостной решетке.



а) б)

Рис. 1. Падение плоской волны на решетку из тонких металлических лент (а) и дополнительную к ней решетку патчей (б).

Импедансы двумерных индуктивных и емкостных решеток в свободном пространстве для *TE*- и *TM*-поляризации определяются следующим образом [3, 4, 5]:

$$\eta_g^{TE} = j\frac{\eta_0}{2}\alpha, \quad \eta_g^{TM} = j\frac{\eta_0}{2}\alpha\left(1-\frac{\sin^2(\phi_0)}{2}\right), \tag{1.а}$$

$$\eta_p^{TM} = -j\frac{\eta_0}{2\alpha}, \quad \eta_p^{TE} = -j\frac{\eta_0}{2\alpha\left(1-\frac{\sin^2(\phi_0)}{2}\right)} \tag{1.б}$$

где индексы «*g*» и «*p*» используются для того, чтобы отличить индуктивную решетку от емкостной, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ – волновое сопротивление свободного пространства, ϕ_0 – угол падения от направления нормали, α - параметр решетки [3]:

$$\alpha = \frac{k_0 D}{\pi}\ln\left(\frac{1}{\sin(\pi w/2D)}\right), \tag{2}$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda$.

Как обычно, считаем, что при *TE*-поляризации вектор **E** перпендикулярен плоскости падения, при *TM*-поляризации плоскости падения перпендикулярен вектор **H** (см. рис.1). Отметим, что η_g^{TE} и η_p^{TM} совпадают с импедансом одномерных решеток при ориентации параллельно лентам вектора **E (**для индуктивной решетки) и вектора **H (**для емкостной решетки).

Использование (1.а, б) предполагает изотропность решетки, т.е. результаты расчетов не зависят от положения плоскости падения относительно лент или патчей. На рис.1 показаны две плоскости падения, одна из которых совпадает с плоскостью *YZ*, а вторая – повернута на 45^0, вокруг оси *Z*. Очевидно, что в обоих случаях расчеты с использованием (1.а, б) будут приводить к одинаковому результату.

3. Коэффициенты отражения для импедансного и усредненного граничного условия

Исследуем возможность применения (1.а, б) для вычисления импеданса частопериодических индуктивных и емкостных решеток путем сравнения коэффициентов отражения, полученных при выполнении импедансного [1] и усредненного [2] граничного условия.

При выполнении импедансного условия коэффициенты отражения и прохождения определяются выражениями [6]:

$$R^{TE} = \frac{\eta^{input\ TE}\cos(\phi_0) - \eta_0}{\eta^{input\ TE}\cos(\phi_0) + \eta_0}, \quad R^{TM} = \frac{\cos(\phi_0)\,\eta_0 - \eta^{input\ TM}}{\cos(\phi_0)\,\eta_0 + \eta^{input\ TM}} \tag{3}$$

$$T^{TE,\,TM} = 1 \pm R^{TE,\,TM}, \tag{4}$$

где знак «+» выбирается для *TE*-, а «–» – для *TM*-поляризации, $\eta^{input\ TE,\,TM}$ – входной импеданс решетки на соответствующей поляризации:

$$\frac{1}{\eta_{g,\,p}^{input\ TE,\,TM}} = \frac{1}{\eta_{g,\,p}^{TE,\,TM}} + \frac{1}{\eta_0^{TE,\,TM}}, \tag{5}$$

где $\eta_0^{TE} = \eta_0 / \cos(\phi_0)$ и $\eta_0^{TM} = \eta_0 \cos(\phi_0)$.

С другой стороны, для индуктивных решеток из тонких металлических проводов с периодом *D* можно использовать усредненное граничное условие, которое связывает усредненные значения плотности тока с тангенциальной компонентой электрического поля [2, 7]. С использованием усредненного граничного условия были получены коэффициенты отражения для двумерной решетки из тонких металлических проводов [2]:

$$R_g^{TE} = -\frac{1}{1 + j\chi\cos(\phi_0)}, \quad R_g^{TM} = \frac{1}{1 + j\dfrac{\chi}{\cos(\phi_0)}\left(1 - \dfrac{1}{2}\sin^2(\phi_0)\right)} \tag{6}$$

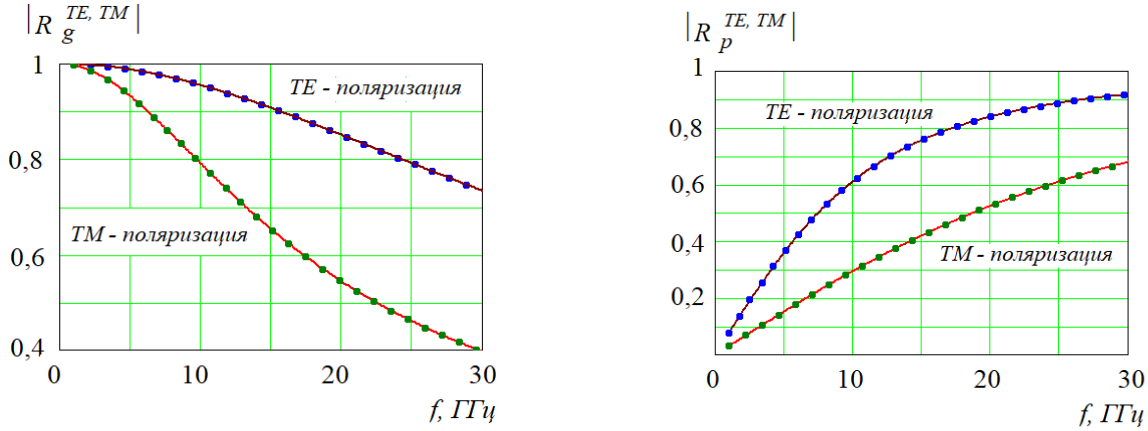
где χ – параметр решетки:

$$\chi = \frac{2D}{\lambda}\ln\frac{D}{2\pi r_0}. \tag{7}$$

Сравнение (7) с аналогичным параметром (2) показывает, что решетка из тонких проводов радиусом r_0 эквивалентна индуктивной решетке из лент шириной $w = 4r_0$.

На рис.2.а представлены результаты расчетов $R_g^{TE,\,TM}$ по (3) для двумерной решетки из индуктивных лент с параметрами $D = 5\ мм$ и $w = 0{,}5\ мм$ (сплошные линии), а также по (6) для двумерной решетки из тонких металлических проводов радиусом $r_0 = w/4$ (пунктир) в полосе 1…30 ГГц при угле падения $\phi_0 = 60^0$. На рис.2.б представлены результаты аналогичных расчетов $R_p^{TE,\,TM}$ для емкостной решетки с теми же параметрами. При расчетах для усредненного граничного условия использовался принцип Бабине: коэффициенты отражения от емкостных решеток при TE- и TM-

поляризации соответствуют коэффициентам прохождения для индуктивных решеток при TM- и TE-поляризации падающего поля.



а) б)

Рис. 2. Коэффициенты отражения при $\phi_0 = 60^0$ для двумерной индуктивной (а) и емкостной (б) решетки. Сплошная линия – решетка из металлических лент шириной w (импедансное граничное условие), пунктир – решетка из тонких проводов радиусом $r_0 = w/4$ (усредненное граничное условие).

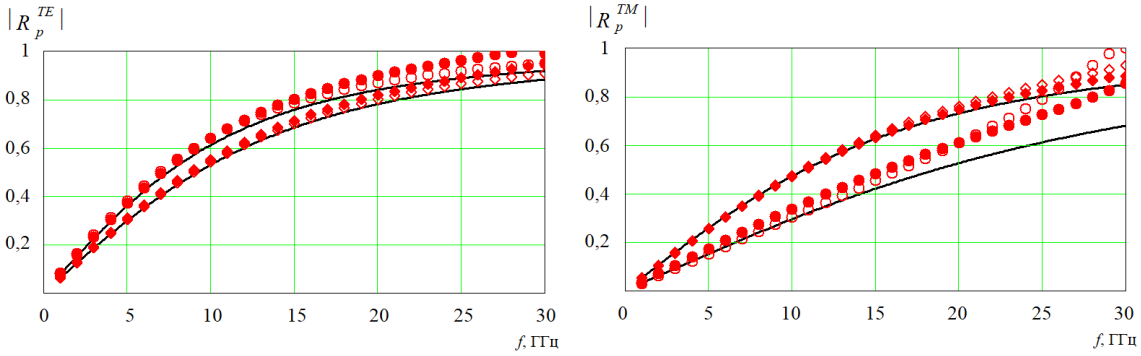
Полное соответствие представленных на рис. 2 результатов свидетельствует о том, что для двумерных индуктивных и емкостных решеток импедансное условие М.А. Леонтовича эквивалентно усредненному граничному условию М.И. Конторовича. Таким образом, если для частопериодической решетки выполняется усредненное граничное условие, то импедансное условие также является справедливым. Данный факт является подтверждением того, что для частопериодических решеток расчет коэффициентов отражения и прохождения по (3) и (4) является вполне обоснованным. С физической точки зрения это означает, что падающая плоская волна остается плоской при отражении и прохождении сквозь решетку.

4. Сравнение аналитических и численных расчетов коэффициентов отражения и прохождения

Рассмотрим двумерную емкостную решетку с теми же параметрами ($D = 5\,мм$ и $w = 0{,}5\,мм$) и выполним сравнение аналитических и численных расчетов для того, чтобы понять, при каком условии решетку можно считать изотропной. Чтобы оценить степень соответствия аналитических расчетов и численного решения, рассмотрим два случая ориентации плоскости падения электромагнитной волны (см. рис.1) при $\phi_0 = 30^0$ и $\phi_0 = 60^0$. В первом случае плоскость падения выбрана так, чтобы вектор **E** или его проекция на плоскость решетки был параллелен одним сторонам патчей и перпендикулярен другим, второй случай соответствует повороту плоскости падения относительно нормали к решетке на 45^0. Совпадение численных расчетов для первого и второго случая должно свидетельствовать об изотропности двумерной решетки.

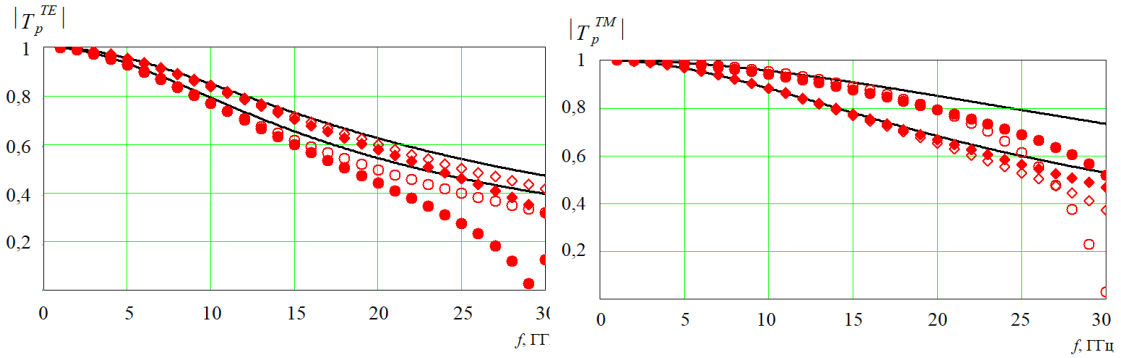
На рис.3 и рис.4 показаны частотные зависимости коэффициентов отражения и прохождения для двумерной емкостной решетки. Аналитическим вычислениям соответствуют сплошные линии, символы «♦» и «◊» – численные расчеты при $\phi_0 = 30^0$ в 1-ом и во 2-ом случае, «•» и «о» – при $\phi_0 = 60^0$ в 1-ом и во 2-ом случае.

Представленные на рис.3 и рис.4 результаты позволяют сделать вывод о том, что соответствие аналитических и численных расчетов для 1-го и 2-го случая наблюдается примерно до 15 ГГц при $\phi_0 = 30^0$ и до 10 ГГц при $\phi_0 = 60^0$. Таким образом, при увеличении угла падения при прочих равных условиях анизотропия решетки возрастает.



а) б)

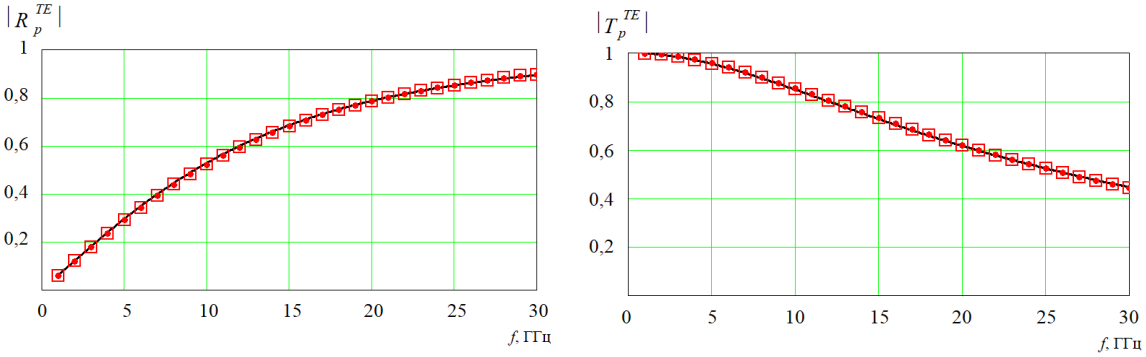
Рис. 3. Коэффициенты отражения для двумерной емкостной решетки при TE- (а) и TM-поляризации (б). Сплошная линия – аналитические расчеты, «♦» и «◊» – численные расчеты при $\phi_0 = 30^0$ в 1-ом и во 2-ом случае, «•» и «о» – при $\phi_0 = 60^0$ в 1-ом и во 2-ом случае.



а) б)

Рис. 4. Коэффициенты прохождения для двумерной емкостной решетки при TE- (а) и TM-поляризации (б). Сплошная линия – аналитические расчеты, «♦» и «◊» – численные расчеты при $\phi_0 = 30^0$ в 1-ом и во 2-ом случае, «•» и «о» – при $\phi_0 = 60^0$ в 1-ом и во 2-ом случае.

Совершенно иная картина наблюдается при падении плоской волны на емкостную решетку по нормали при TE-поляризации (отметим, что в этом случае разница между TE- и TM-поляризацией исчезает). Результаты расчетов коэффициентов отражения и прохождения для этого случая представлены на рис.5.а и рис.5.б. Видно, что результаты аналитических и численных расчетов при двух различных ориентациях плоскости падения совпадают с графической точностью во всем частотном диапазоне.



а) б)

Рис. 5. Коэффициенты отражения (а) и прохождения (б) для двумерной емкостной решетки при нормальном падении. Сплошная линия – аналитические расчеты, «□» и «•» – численные расчеты в 1-ом и во 2-ом случае.

5. Заключение

По результатам исследований можно сделать вывод о том, что изотропия двумерных решеток существенным образом зависит от угла падения: при $\phi_0 = 60^0$ емкостная решетка является изотропной, если $D \le \lambda/6$; при $\phi_0 = 30^0$ это условие выполняется для $D \le \lambda/4$ (см. рис.3 и рис.4). В случае нормального падения плоской волны на емкостную решетку результаты получились гораздо лучше: решетку можно считать изотропной и использовать для ее расчета простые аналитические формулы даже при $D \sim \lambda/2$, когда она уже не является частопериодической. Соответствие импедансного и усредненного граничного условия позволяет считать, что импедансное условие является адекватным для двумерных индуктивных и емкостных решеток. В этом случае возможно решение задач дифракции на кромках таких решеток с использованием известных методов [8, 9, 10].

Частопериодические решетки являются основным элементом метаповерхностей [7], которые позволяют управлять амплитудой, фазой и поляризацией отраженной и прошедшей волны (в данной работе рассмотрены два наиболее простых вида решеток). С использованием нелинейных элементов метаповерхности способны динамически изменять параметры электромагнитной волны [11].

Литература

1. Леонтович М.А. Избранные труды. Теоретическая физика. М.: Наука, 1985. - 432 с.
2. Конторович М.И., Астрахан М.И., Акимов В.П., Ферсман Г.А. Электродинамика сетчатых структур. М.: Радио и связь, 1987. - 135 с.
3. Luukkonen O., Simovki C., Granet G. et al. Simple and Accurate Analytical model of Planar Grids and High-impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, Vol. 56, No 6. - Pp. 1625-1632.
4. Ахияров В.В. Возможность использования импедансных условий на границе раздела свободного пространства и искусственного материала // Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2022, Т. 5. - С. 63-70.
5. Ахияров В.В. Аналитическое вычисление входного импеданса метаповерхностей на основе индуктивных и емкостных решеток // Труды XVI Международной научно-технической конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», Суздаль, 2023. - С. 67-71.

6. Senior Tomas B.A. Approximate Boundary Condition in Electromagnetics. London: IEE, 1995. - 354 p.
7. Tretyakov S.A. Metasurfaces for general transformations of electromagnetic fields // Philosophical Transactions of the Royal Society A, 2015, No. 8. - Pp.1-10.
8. Ахияров В.В. Вычисление поля, рассеянного на стыке двух материалов // Труды XV Международной научно-технической конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», Суздаль, 2022. - С. 74-77.
9. Ахияров В.В. Вычисление рассеянных полей для падающей и отраженной волны в задаче дифракции на импедансном клине // Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2020, Т.4. - С. 370-377.
10. Ахияров В.В. Решение задачи дифракции на клине методом отражений // Радиотехника, 2021, Т. 85, № 3. - С. 16-26.
11. Потапов А.А. Интеллектуальные метаповерхности, Фурье-оптика и криптография: ретроспективный анализ // Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2023, Т. 3. - С. 322-357.

REFERENCES

1. Leontovich M.A. Selected works. Theoretical physics. M.: Nauka, 1985. - 432 p.
2. Kontorovich M.I., Astrahan M.I., Akimov V.P., Fersman G.A. Electrodynamics of grid structures. M.: Radio I svjaz', 1987. - 135 p.
3. Luukkonen O., Simovki C., Granet G. et al. Simple and Accurate Analytical model of Planar Grids and High-impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, Vol. 56, No. 6. - Pp. 1625-1632.
4. Akhiyarov V.V. Possibility of using impedance boundary conditions at the interface between free space and artificial material // Proceeding of XXVIII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2022, Vol. 5. - Pp. 63-70.
5. Akhiyarov V.V. Analytical calculation of input impedance for metasurfaces based on inductive and capacitive gratings // Proceeding of XVI International conference «Acousto-optical and radar methods of measurements and information processing», Suzdal', 2023. - Pp. 67-71.
6. Senior T. B.A., Volakis J.L. Approximate Boundary Condition in Electromagnetics. London: IEE. 1995. - 354 p.
7. Tretyakov S.A. Metasurfaces for general transformations of electromagnetic fields // Philosophical Transactions of the Royal Society A, 2015, No. 8. - Pp.1-10.
8. Akhiyarov V.V. Calculation of the field scattered at the junction of two materials // Proceeding of XVI International conference «Acousto-optical and radar methods of measurements and information processing», Suzdal', 2022. - Pp. 74-77.
9. Akhiyarov V.V. Calculation of scattered fields for a incident and reflected wave in the problem of diffraction on the impedance wedge // Proceeding of XXVI International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2020, Vol. 4. - Pp. 370-377.
10. Akhiyarov V.V. Using the reflections method in the wedge diffraction theory // Journal Radioengineering, 2021, Vol. 85, No. № 3. - Pp. 16-26.
11. Potapov A.A. Intelligent metasurfaces, Fourier optics and cryptography: a retrospective analysis // Proceeding of XXIX International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2023, Vol. 3. - Pp. 322-357.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ

А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен

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

Аннотация. В данной работе рассматривается метод относительного пространственно-временного блочного кодирования (ОПВБК) и эффективность системы MIMO с его использованием в условиях наличия рассеивателей, расположенных вокруг системы передачи. Проведено сравнение вероятности битовой ошибки ОПВБК и кодирования Аламоути в различных условиях. Для моделирования канала связи используется трехмерная геометрическая модель размещения рассеивателей в соответствии с различными сценариями по стандарту COST-259.

Ключевые слова: MIMO; относительные пространственно-временные кодирования; трехмерная геометрическая модель; кодирование Аламоути; стандарт COST-259.

EFFECTIVENESS DIFFERENTIAL SPACE-TIME CODING IN THE PRESENCE OF SCATTERS

A. Yu. Parshin, V. Kh. Nguyen

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

Abstract. In this paper, the differential space-time coding (DSTBC) method and the performance of MIMO system using it in the presence of scatterers around the transmission systems are considered. The bit error probability between DSTBC and Alamouti coding under different conditions is compared. A three-dimensional geometric model of scatterers placement under different scenarios according to COST-259 standard is used to simulate the communication channel.

Keywords: MIMO; differential space-time coding; three-dimensional geometric model; Alamouti coding; standard COST-259.

1. Введение

Технология MIMO (Multiple Input Multiple Output) является важной и широко применяемой в современных беспроводных коммуникационных системах. MIMO является одним из ключевых элементов сетей 5G и других стандартов связи. В системах MIMO используются пространственно-временные блочные коды как один из основных способов получения более высокой скорости передачи данных при ограниченной полосе пропускания и мощности. В большинстве работ по пространственно-временному блочному кодированию предполагается, что в приемнике имеются идеальные оценки канала [1], [2]. Однако при быстро меняющихся условиях работы приемо-передающей системы практически невозможно оперативно выполнять оценку параметров канала связи, и в таких случаях необходимо рассмотреть возможность разработки методов, которые не требуют оценки канала на передатчике или приемнике. В данной работе рассматривается метод относительного пространственно-временного блочного кодирования, который позволяет обеспечить работу в условиях отсутствия оценки состояния канала. При моделировании проведена оценка эффективности системы

MIMO с использованием пространственно-временного блочного кода в условиях присутствия рассеивателей, расположенных в трехмерном геометрическом пространстве в соответствии с гауссовским законом распределения, согласно стандарту COST-259 [3].

2. Относительные пространственно-временные коды

Суть относительного кодирования заключается в том, чтобы кодировать информацию о разности фаз между двумя последовательно передаваемыми символами и рассматривать для детектирования блок из двух последовательно принимаемых символов на приёмнике. Рассмотрим относительное кодирование для систем MIMO с двумя передающими антеннами $N_{TX} = 2$ и произвольным числом приемных антенн N_{RX}. При реализации относительного кода используется созвездие M-PSK, а матрица кодирования формируется аналогично алгоритму Аламоути [4]. Матрицы передачи $\mathbf{X}_i$ выбираются из множества Θ, которое составляется из $M^{N_{TX}}$ комбинаций битового блока данных. Эти матрицы имеют вид:

$$\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} x_{2i-1} & -x_{2i}^* \\ x_{2i} & x_{2i-1}^* \end{bmatrix}$$

где символы x_{2i-1} и x_{2i} выбраны из модуляционного созвездия:

$$\Lambda = \left\{ e^{\frac{2\pi kj}{M}}; k = 0,1,2,...,M-1 \right\}$$

где $j = \sqrt{-1}$. Чтобы расширить схему Аламоути до относительной схемы, матрица передачи должна удовлетворять условию ортогональности. В момент времени $t = 0$, передается опорная матрица $\mathbf{S}_0 = \mathbf{X}_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$. Тогда в момент времени t, передается матрица $\mathbf{S}_t$, которая определяется в соответствии с выражением [5]:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_0 &= \mathbf{X}_0 \\ \mathbf{S}_1 &= \mathbf{S}_0\mathbf{X}_1 = \mathbf{X}_0\mathbf{X}_1 \\ \mathbf{S}_2 &= \mathbf{S}_1\mathbf{X}_2 = \mathbf{X}_0\mathbf{X}_1\mathbf{X}_2 \\ &\dots \\ \mathbf{S}_t &= \mathbf{S}_{t-1}\mathbf{X}_t = \mathbf{X}_0\mathbf{X}_1...\mathbf{X}_{t-1}\mathbf{X}_t \end{aligned}$$

Принимаемый сигнал содержит полезную составляющую $\mathbf{S}_t$ и гауссовский шум, представленный матрицей $\mathbf{V}_t$. Тогда принимаемую последовательность матриц $\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1, ..., \mathbf{Y}_t$ можно преобразовать следующим образом:

$$\mathbf{Y}_{t-1} = \sqrt{\frac{q}{N_{TX}}}\mathbf{H}\mathbf{S}_{t-1} + \mathbf{V}_{t-1} \quad (1)$$

$$\mathbf{Y}_t = \sqrt{\frac{q}{N_{TX}}}\mathbf{H}\mathbf{S}_t + \mathbf{V}_t = \sqrt{\frac{q}{N_{TX}}}\mathbf{H}\mathbf{S}_{t-1}\mathbf{X}_t + \mathbf{V}_t = \sqrt{\frac{q}{N_{TX}}}\mathbf{Y}_{t-1}\mathbf{X}_t + \tilde{\mathbf{V}} \quad (2)$$

где $\tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{V}_t - \mathbf{V}_{t-1}\mathbf{X}_t$. Из (1) и (2) видно, что при декодировании не требуется наличие канальной матрицы $\mathbf{H}$, достаточно знать текущие и предыдущие значения вектора наблюдаемого процесса. Для восстановления передаваемой информации используется алгоритм максимального правдоподобия: $\hat{\mathbf{S}}_t = \arg \min_{\mathbf{S}_i \in \Theta} \left\| \mathbf{Y}_t - \mathbf{Y}_{t-1}\mathbf{S}_i \right\|$.

3. Модель канала

Когда сигнал распространяется по беспроводному каналу и достигает места назначения, он проходит по нескольким различным путям из-за рассеяния, отражения и дифракции. Окружающая среда распространения сигнала в этом случае является многолучевой. Беспроводной канал может быть геометрически разделен на LOS (распространение при наличии прямой видимости) и NLOS (без прямой видимости). Предполагаем, что суммарная мощность передаваемых сигналов нормирована к единичной, а организация канала связи системы MIMO выполняется в условиях многолучевого распространения сигнала при наличии рассеивателей, расположенных в различных частях пространства между передающим и приемным устройствами. Для оценки изменения амплитуды и фазы сигнала при распространении в данной работе используется геометрическая трехмерная модель расположения рассеивателей в канале связи [3]. Данная модель одновременно описывает угловое направление прихода многолучевых сигналов в горизонтальной и вертикальной плоскостях в среде, где предполагается, что распределенные в пространстве рассеиватели присутствуют на трехмерной поверхности вокруг передающей и приемной антенн. В работе выполняется моделирование задержки, а также угловой дисперсии на базовой и мобильной станциях при различных условиях распространения радиоволн в канале. Согласно стандарту COST-259, модель канала можно разделить на пять сценариев в зависимости от заданных значений среднего угла прибытия, угла излучения сигналов и радиуса кластера рассеивателей как показано на рисунке 1.

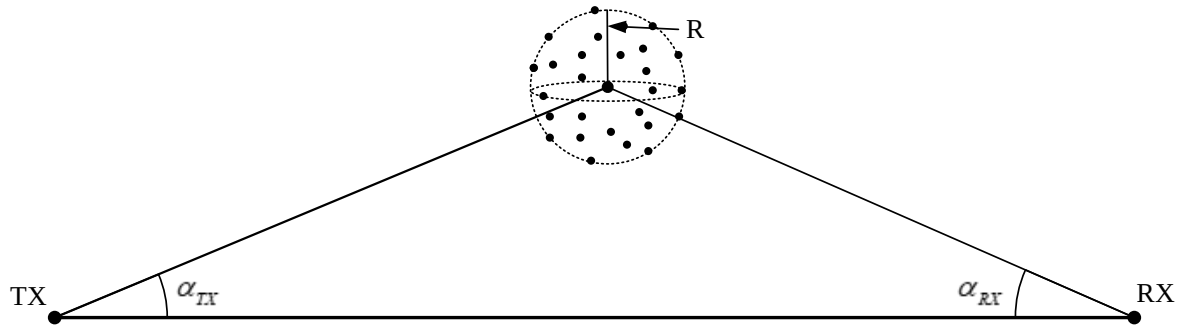


Рис. 1. Расположение рассеивателей по сценарию D.

Исходными данными для моделирования расположения рассеивателей являются угловые направления в азимутальной и угломестной плоскости на каждый рассеиватель относительно приемника и передатчика в соответствии с выбранным сценарием расположения. Расстояние между приемником и передатчиком, а также размеры поверхностей расположения рассеивателей предполагаются значительно большими, чем длина волны сигнала и размеры антенных систем. При измерении матрицы канальных коэффициентов в MIMO-системе связи, важно учитывать изменения, возникающие из-за многолучевого распространения сигнала и воздействия рассеивателей. Эти факторы существенно влияют на пропускную способность канала связи, и понимание их влияния помогает эффективно оптимизировать работу системы для повышения ее производительности. В случае отсутствия линии прямой видимости канальный коэффициент передачи h_{TX_i,RX_k} для каждой пары приемных и передающих антенн может быть вычислен согласно уравнению [7]:

$$h_{TX_k,RX_l} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^{N} a_n b_n e^{j\varphi_n},\ k = 1,...,N_{TX}, l = 1,...,N_{RX},$$

где $a_n = \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{TX_{k,n}}} \right)^2 e^{\frac{j2\pi D_{TX_{k,n}}}{\lambda}}$ - коэффициент, определяющий изменение амплитуды и фазы сигнала на участке от k-передающей антенны до n-го отражателя с учетом потерь мощности при распространении, $b_n = \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{RX_{l,n}}} \right)^2 e^{\frac{j2\pi D_{RX_{l,n}}}{\lambda}}$ - коэффициент, определяющий изменение амплитуды и фазы сигнала на участке от n-го отражателя до l-приемной антенны с учетом потерь мощности при распространении, φ_n - смещение фазы при отражении от рассеивающего объекта. $D_{TX_{k,n}}$ и $D_{RX_{l,n}}$ представляют собой расстояния между передающими антеннами и отражателями, а также между отражателями и приемными антеннами. Тогда канальная матрица системы связи при наличии рассеивателей имеет вид: $\mathbf{H} = [h_{TX_l, RX_k}]_{N_{TX} \times N_{RX}}$.

4. Результаты моделирования

Для проведения сравнительного анализа были построены зависимости вероятности битовой ошибки (BER – Bit Error Rate) от отношения сигнал-шум (SNR-Signal-to-Noise Ratio) при использовании относительного пространственно-временного кодирования и кодирования Аламоути в различных сценариях распределения рассеивателей по стандарту COST-259 с разным количеством рассеивателей. При моделировании была использована модуляция BPSK. На рисунке 2 представлены характеристики канала связи при отсутствии рассеивателей. Наблюдается энергетический проигрыш относительного кодирования по сравнению с алгоритмом Аламоути, что объясняется отсутствием точно известной канальной матрицы на приемной стороне.

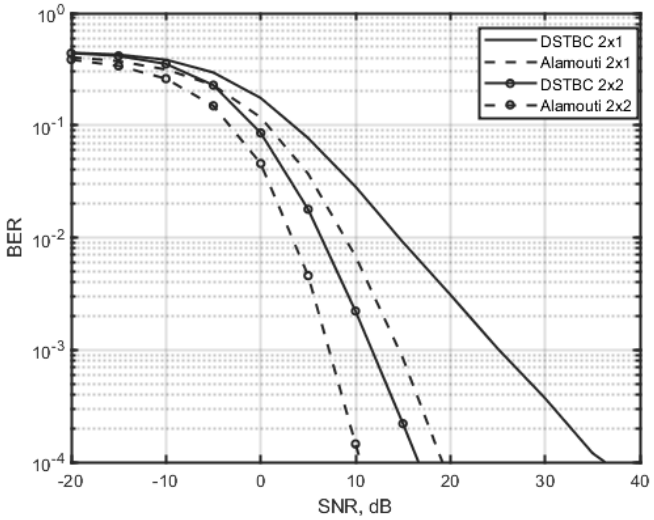


Рис. 2. Зависимости BER от SNR при распространении без рассеивателей

На рисунках 3 и 4 представлены результаты моделирования для системы MIMO 2x2 и системы MISO 2x1 при расположении рассеиввателей по сценариям D и E. Сценарий D характеризуется малым угловым разбросом рассеивателей для передатчика и приемника, при этом рассеивателями предполагаются горы и холмы. Сценарий E предполагает большой угловой разброс рассеивателей, которые расположены по эллипсоиду вокруг передатчика и приемника, при этом отраженные волны поступают со всех направлений в пространстве.

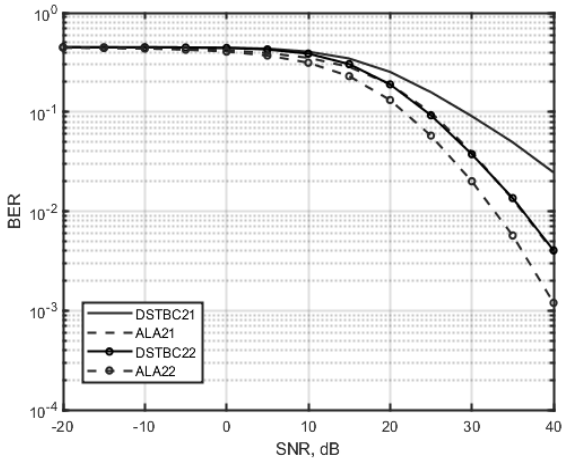


Рис. 2б. Зависимости BER от SNR при сценарии D

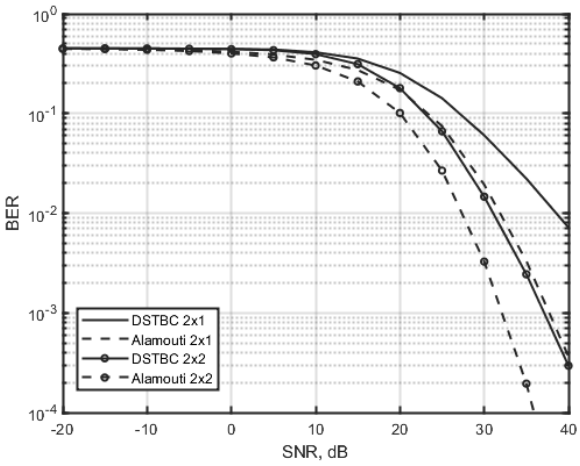


Рис. 2б. Зависимости BER от SNR при сценарии E

На рисунке 4 представлены графики зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум для системы MIMO 2x2, использующей относительное пространственно-временное кодирование. Эти зависимости рассмотрены при различных количествах рассеивателей, размещенных в канале связи в соответствии с сценарием A. Заметно, что вероятность битовой ошибки кодирования увеличивается с увеличением числом рассеивающих объектов, расположенных вокруг системы связи.

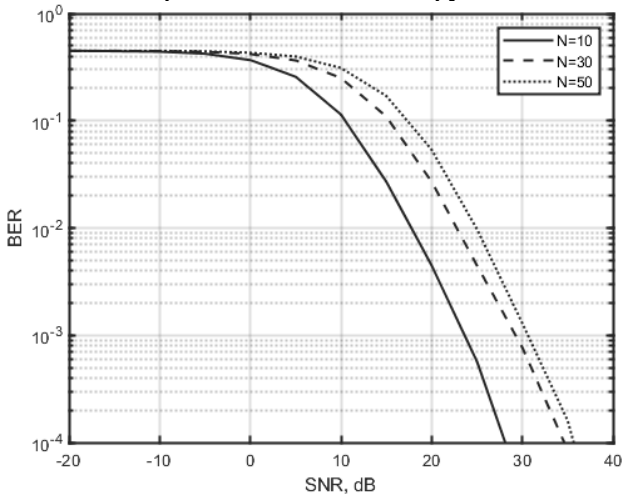


Рис. 4. Вероятности ошибок на бит при различных количествах рассеивателей

5. Заключение

В данной работе было предложено относительное пространственно-временное кодирование, для реализации которого не требуется информация о состоянии канала связи. Было проведено сравнение помехоустойчивости относительного кодирования с кодированием Аламоути и оценено влияние рассеивателей на эффективность канала связи в различных сценариях, согласно стандарту COST-259. Результаты моделирования показывают, что присутствие рассеивателей в канале связи ведет к увеличению вероятности битовой ошибки при передаче сигнала в многоантенных системах. Относительное пространственно-временное кодирование является перспективным методом кодирования для системы связи, особенно в случаях быстрых замираний сигнала, например, при высокой мобильности абонента.

6. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант РНФ 24-29-00850, https://rscf.ru/en/project/24-29-00850/ в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

Литература

1. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.
2. Vucetic B., Jinhong Y. Space-time Coding. New York: John Wiley & Sons Inc, 2003. – 302 p.
3. Паршин А. Ю., Нгуен В. Х. Разработка модели и классификация MIMO каналов связи в трехмерной системе координат // Цифровая обработка сигналов, 2023, № 4. – С. 41-46.
4. Tarokh V., Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2000, vol. 18, pp. 1169–1174.
5. Токарь М. С., Рябов И. В. Метод дифференциального пространственно-временного блочного кодирования для применения в системах подвижной радиосвязи с использованием технологии MIMO // Журнал Радиоэлектроники, 2021, №6.
6. Mathias S., Marcus B., Ferhard F. MIMO-Capacities for COST 259 Scenarios // International Zurich Seminar on Broadband Communications Access-Transmission-Networking, 2002, No. 8, pp. 291-296.
7. Parshin Yu. N., Kudryashov V. I. Dynamic model of channel coefficients of MIMO communication system between moving object and terrestrial receiving point // Radio Engineering, 2016, pp. 140-147.

References

1. Bakulin, M. G., Varukina, L. A. MIMO technology: principles and algorithms. Moscow: Gorjachaja linija – Telekom // Journal, 2014. – 244 c.
2. Vucetic B., Jinhong Y. Space-time Coding. New York: John Wiley & Sons Inc, 2003. – 302 p.
3. Parshin, A. Yu., Nguyen, V. K. Model development and classification of MIMO communication channels in a 3D coordinate system, Digital signal processing, 2023, No. 4, Pp. 56-75.
4. Tarokh, V., Jafarkhani, H. A differential detection scheme for transmit diversity // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2000, vol. 18, pp. 1169–1174.
5. Bibliographic reference. GOST R 7.05 – 2008, Moscow, 2008. – 22 p
6. Tokar, M., Ryabov, I. Method of differential space-time block coding for application in mobile radio communication systems using MIMO technology // Radio electronics, 2021, No. 6.
7. Parshin, Yu. N., Kudryashov, V. I. Dynamic model of channel coefficients of MIMO communication system between moving object and terrestrial receiving point // Radio Engineering, 2016, pp. 140-147.

СИНТЕЗ МАРШРУТОВ МАЛОВЫСОТНОГО ПОЛЕТА АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, Д. Ю. Цуркан

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. Выполнен синтез маршрутов полета аэродинамического объекта для определения местоположения источника радиоизлучения с минимальной дисперсией и с минимальным временем выхода в позиционный район при многократном пеленговании сигналов. Исследованы закономерности изменения точности оценивания координат излучателя при различных среднеквадратических ошибках измерения направлений прихода сигналов.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат; источник радиоизлучения; определение местоположения объекта; поворотный пункт маршрута; критерий синтеза траектории движения.

SYNTHESIS OF LOW-ALTITUDE FLIGHT ROUTES AERODYNAMIC OBJECTS

A. V. Bogoslovsky, S. N. Razinkov, D. Y. Tsurkan

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

Abstract. The synthesis of flight routes of an aerodynamic object was performed to determine the location of the radio emission source with minimal dispersion and with minimal time to reach the positional area with multiple bearing signals. The regularities of changes in the accuracy of estimating the coordinates of the emitter for various standard errors in measuring the directions of arrival of signals are investigated.

Keywords: unmanned aerial vehicle; the source of radio emission; determining the location of the object; the turning point of the route; the criterion for the synthesis of the scattering trajectory.

1. Введение

Одной из наиболее сложных задач воздушного движения являются маловысотные полеты по огибающей профиля рельефа местности с обходом (облетом) препятствий в горизонтальной плоскости. Ее успешное решение базируется на выдерживании криволинейных траекторий за счет высокоточной корректировки курсовых углов в поворотных пунктах маршрута при реально достижимых показателях качества навигационно-временного обеспечения аэродинамических объектов [1].

Точность воздушной навигации определяется в соответствии с требованиями по пребыванию объекта в течение заданного времени с гарантийной вероятностью в пределах полосы безопасности, границы которой устанавливаются, исходя из угроз проявления дестабилизирующих факторов авиационной среды. Безопасность полета обеспечивается вследствие исключения ситуаций аварийного сближения с препятствиями и предотвращения столкновений в воздухе и с земной поверхностью при рациональном размещении и надежном соблюдении траекторий в воздушном пространстве [1].

Поэтому, с одной стороны, движение должно осуществляться по маршруту, выбираемому из условия минимизации среднеквадратического отклонения текущего местоположения от линии заданного пути [1, 2], с другой стороны, для парирования многократного проявления деструктивных воздействий преодоление опасных зон необходимо выполнять за минимально возможное время [3].

В [3] с использованием рекуррентной линейной фильтрации параметров траекторий движения аэродинамического объекта по результатам многократного пеленгования информационных сигналов [2] в поворотных пунктах маршрута построены алгоритмы выхода в позиционный район с априори заданной точностью и его преодоление за минимальное время.

Однако практическая реализация построенного алгоритма затруднена ввиду того, что направления прихода сигналов в каждой точке пространства характеризуются равными значениями дисперсии. При этом не удается учесть изменения эксплуатационной точности пеленгования и эффективного энергетического момента передачи-приема сигналов в радиоканале при реальных показателях пространственной избирательности антенных систем источника радиоизлучения и передающего устройства.

В [4] разработан алгоритм определения местоположения передатчиков непрерывных сигналов при последовательной оценке их угловых координат обнаружителем-пеленгатором, размещенном на борту аэродинамического объекта. Расстояния между поворотными пунктами маршрута выбирались таким образом, чтобы при дальности до источника радиоизлучения измерения координат, выполняемые при различных среднеквадратических ошибках (СКО) в каждой позиции, характеризовались высокой апостериорной точностью [1, 5].

Вместе с тем, аналитические выражения для расчета дисперсии оценок местоположения излучателя в [4] получены при малых СКО пеленгования и абсолютной точности позиционирования носителя обнаружителя-пеленгатора.

В предлагаемой работе выполнен синтез алгоритмов определения маршрутов движения аэродинамических объектов по результатам неравноточного пеленгования информационных сигналов в поворотных пунктах в интересах выхода в позиционный район с требуемой точностью за минимальное время и оценки местоположения источника радиоизлучений с наименьшей дисперсией.

Цель работы – установление критерия построения и определение параметров маршрутов маловысотного полета при преодолении зон, опасных для проявления дестабилизирующих факторов, и прибытии в пункт с требуемой точностью позиционирования.

2. Синтез маршрута полета аэродинамического объекта в позиционный район за минимальное время

Для получения аналитических выражений, устанавливающих взаимное расположение источника информационных сигналов и аэродинамического объекта в момент времени t_n (в n-м поворотном пункте маршрута, $n = 1, 2, 3...$), определим полярную систему координат (R, φ).

Будем полагать, что излучатель расположен в начале координат выбранной системы, а наклонная дальность до аэродинамического объекта в условиях маловысотного полета может характеризоваться величиной R_n, $n = 1, 2, 3...$, удовлетворяющей условиям прямой видимости и электромагнитной доступности [6] информационных сигналов для приема и обработки бортовым обнаружителем-пеленгатором. Значения R_n и $R_{(n+1)}$, $n = 1, 2, 3...$, значительно превышают дистанцию L

между поворотными пунктами маршрута. Полет аэродинамического объекта на интервале времени $t_{(n+1)} - t_n$, $n = 1, 2, 3...$, осуществляется под курсовым углом γ_n, $n = 1, 2, 3...$, отсчитываемым от направления на излучатель в момент времени t_n, $n = 1, 2, 3...$, против часовой стрелки; направление γ_1 определяется при угловом положении $\varphi = 0$. Угловое расстояние между пеленгами, измеренными в моменты времени t_n и $t_{(n+1)}$, $n = 1, 2, 3...$, обозначим α_n.

При фиксированной скорости полета минимизация времени преодоления зоны возможных деструктивных воздействий эквивалентна минимизации расстояния между соседними поворотными пунктами маршрута.

В этой связи, представляя закономерность изменения дистанции L при различных курсовых углах γ_n, $n = 1, 2, 3...$, в форме функционала $L(\gamma_n)$ получим критерий синтеза маршрута

$$\begin{cases} \hat{\gamma}_n = \arg\min\limits_{\gamma_n} L^2(\gamma_n); \\ \gamma_n \neq 2\pi k, \quad k = 0,\ 1,\ 2..., \quad n = 1, 2, 3..., \end{cases} \tag{1}$$

где первое уравнение представляет собой целевую функцию, а второе – внешнее системное ограничение синтеза, исключающее непосредственно движение объекта из начальной точки маршрута в направлении источника информационных сигналов.

На основании теоремы косинусов по аналогии с [3] запишем

$$R^2_{(n+1)} = R^2_n + L^2(\gamma_n) - 2R_n L(\gamma_n)\cos\gamma_n, \qquad n = 1, 2, 3..., \tag{2}$$

при этом, исходя из теоремы синусов, дальность R_n, $n = 1, 2, 3...$, удовлетворяет равенству

$$R^2_n \sin^2\alpha_n = L^2(\gamma_n)\sin^2\gamma_n, \qquad n = 1, 2, 3..., \tag{3}$$

а в соответствии с теоремой о сумме внутренних углов γ_n и α_n, $n = 1, 2, 3...$, треугольника со сторонами R_n, $R_{(n+1)}$ и L, $n = 1, 2, 3...$, справедливо тождество

$$\gamma_n = \pi - \varepsilon_n - \alpha_n, \qquad n = 1, 2, 3..., \tag{4}$$

где ε_n удовлетворяет соотношению

$$\sin\varepsilon_n = \sin\alpha_n\, R_n / L(\gamma_n), \qquad n = 1, 2, 3... \tag{5}$$

Выполняя в (2) замену курсового угла γ_n, $n = 1, 2, 3...$, с использованием (4), (5), представим выражение для функционала $L(\gamma_n)$, $n = 1, 2, 3...$, в виде

$$L(\alpha_n) = R^2_{(n+1)} + R^2_n - 2R_{(n-1)} R_n \cos\alpha_n, \qquad n = 1, 2, 3..., \tag{6}$$

и в результате подстановки определения дальности (2) в (6) находим

$$L^2(\alpha_n) = R^2_n\left(\mu^2_n \sin^2\alpha_n - \chi^2_n + 1 - \sqrt{\mu^2_n \sin^2\alpha_n - 4\chi^2_n \cos\alpha_n}\right), \qquad n = 1, 2, 3..., \tag{7}$$

где

$$\mu^2_n = \frac{\sigma^2_R}{\sigma^2_{\theta(n)} R^2_n},, \qquad n = 1, 2, 3..., \tag{8}$$

$$\chi^2_n = \frac{\sigma^2_{\theta(n)}}{\sigma^2_{\theta(n+1)}}, \qquad n = 1, 2, 3...; \tag{9}$$

σ_R и $\sigma_{\theta(n)}$ – СКО определения местоположения и пеленга источника информационных сигналов в момент времени t_n, $n = 1, 2, 3...$, связанные соотношением для квазитриангуляционного способа оценивания координат [4]

$$\sigma_R^2 = \frac{\sigma_{\theta(n+1)}^2 R_{(n+1)}^2 + \sigma_{\theta(n)}^2 R_n^2}{\sin^2 \alpha_n}, \qquad n = 1, 2, 3... \tag{10}$$

Для выполнения целевой функции синтеза маршрута в (1) приравняем к нулю первую производную функционала (7) по переменной α_n, $n = 1, 2, 3...$, и после преобразований получим квадратное уравнение относительно угла между направлениями на позиции, занимаемые обнаружителем-пеленгатором в последовательные моменты времени.

Решение полученного уравнения имеет вид

$$\cos 2\alpha_n = -\frac{\chi_n^2}{\mu_n^2} + \left(1 - \frac{\chi_n^2}{\mu_n^2}\right)\left(1 + \frac{4}{\mu_n^2}\right)^{-0,5}, \qquad n = 1, 2, 3... \tag{11}$$

Из (4), (11) находим курсовой угол движения аэродинамического объекта в n-м, $n = 1, 2, 3...$, поворотном пункте маршрута

$$\hat{\gamma}_n = \pi - \varepsilon_n - \frac{1}{2}\arccos\left(-\frac{\chi_n^2}{\mu_n^2} + \left(1 - \frac{\chi_n^2}{\mu_n^2}\right)\left(1 + \frac{4}{\mu_n^2}\right)^{-0,5}\right), \qquad n = 1, 2, 3... \tag{12}$$

На рисунке 1 приведены найденные с использованием (12) при учете (5) траектории движения аэродинамического объекта при исходном значении дальности $R_1 = 10$ км, СКО определения местоположения излучателя $\sigma_R = 0{,}05$ км и пеленгования сигналов $\sigma_{\theta 1} = 1°$. Результаты, представленные на рисунке 1а, получены при тенденции изменения точности последующих измерений $\chi_n^2 = 2$, а на рисунке 1б – при $\chi_n^2 = 0{,}5$ ($n = 1, 2, 3...$).

Анализ полученных результатов показывает, что увеличение СКО пеленгования сигналов приводит к уменьшению дальности R_n, $n = 1, 2, 3...$, на которой оценивание координат передатчика информационных сигналов выполняется с заданной точностью. При этом величина соотношения χ_n^2, $n = 1, 2, 3...$, наиболее существенное влияние на изменение R_n, $n = 1, 2, 3...$, при пеленговании в первом поворотном пункте маршрута.

3. Синтез маршрута полета аэродинамического объекта при определении местоположения источника информационных сигналов с максимальной точностью

Синтез маршрута движения аэродинамического объекта с обнаружителем-пеленгатором для достижения минимальной дисперсии определения местоположения излучателя σ_R^2 заключается в нахождении направления движения γ_n в n-м поворотном пункте маршрута, $n = 1, 2, 3...$, в соответствии с критерием [4]

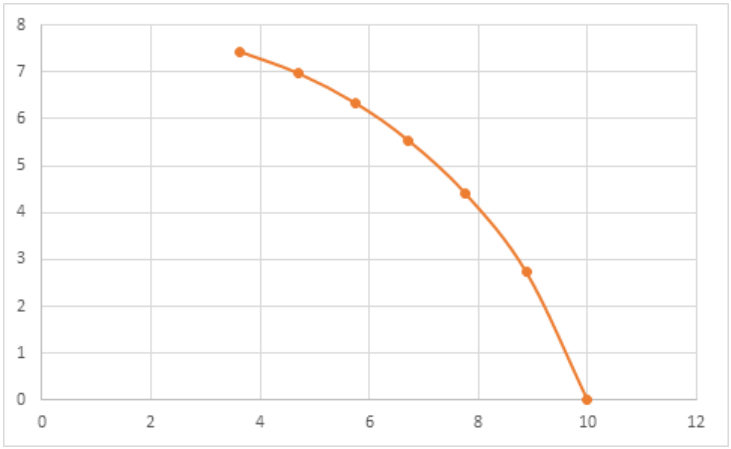
$$\begin{cases} \hat{\gamma}_n = \arg\min\limits_{\gamma_n} \sigma_R^2(\gamma_n); \\ \gamma_n \neq 2\pi k, \quad k = 0, 1, 2..., \quad n = 1, 2, 3..., \end{cases} \tag{13}$$

где $\sigma_R^2(\gamma_n)$ – функциональная зависимость дисперсии определения местоположения от курсового угла в момент времени t_n, $n = 1, 2, 3...$; значение дисперсии оценки координат определяется выражением (10).

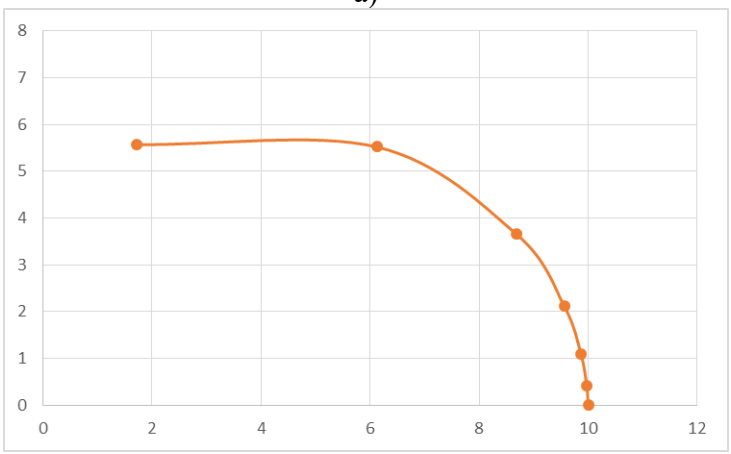
Согласно теореме синусов, по аналогии с [3] имеем

$$\sin \alpha_n = \sin \gamma_n \, L(\gamma_n)/R_n, \qquad n = 1, 2, 3..., \tag{14}$$

а в соответствии с теоремой косинусов дальности R_n и $R_{(n+1)}$, $n=1,2,3...$, связаны соотношением (2).



а)



б)

Рис. 1. Маршрут движения аэродинамического объекта при выходе в позиционный район за минимальное время для $\chi_n^2=2$ (а) и $\chi_n^2=0{,}5$ (б)

В результате подстановки (2) и (14) в (10) с учетом обозначения (9) находим

$$\sigma_R^2=\sigma_{\theta(n+1)}^2\left(\frac{\left[R_n^2\left(\chi_n^2+1\right)+L^2\left(\gamma_n\right)\cos\gamma_n\right]\left[R_n^2+L^2\left(\gamma_n\right)-2R_nL\left(\gamma_n\right)\cos\gamma_n\right]}{L^2\left(\gamma_n\right)\sin^2\gamma_n}\right) \qquad (15)$$

Минимальная дисперсия определения местоположения объекта достигается для курсового угла $\hat{\gamma}_n$, $n=1,2,3...$, при котором первая производная (15) по переменной γ_n, $n=1,2,3...$, обращается в нуль.

При выполнении условия, установленного вторым уравнением в системе (13), направление движения в n-м поворотном пункте маршрута, $n=1,2,3...$, удовлетворяет уравнению

$$\cos^2\gamma_n-d_n\cos\gamma_n+1=0, \qquad n=1,2,3..., \qquad (16)$$

где

$$d_n=\frac{q_n^4\left(\chi_n^2+1\right)+q_n^2\left(\chi_n^2+6\right)+1}{q_n^3\left(\chi_n^2+2\right)+2q_n}, \qquad n=1,2,3..., \qquad (17)$$

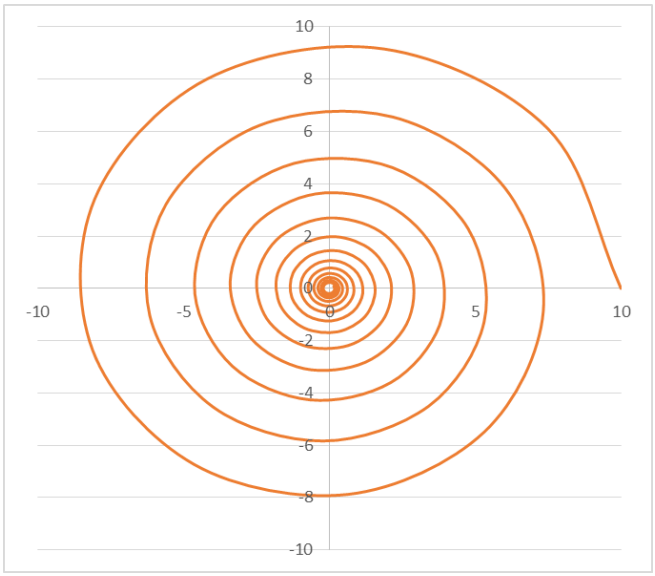
$$q=R_n/L\left(\gamma_n\right), \qquad n=1,2,3... \qquad (18)$$

На основе решения уравнения (13) находим значение курсового угла в n-м поворотном пункте маршрута

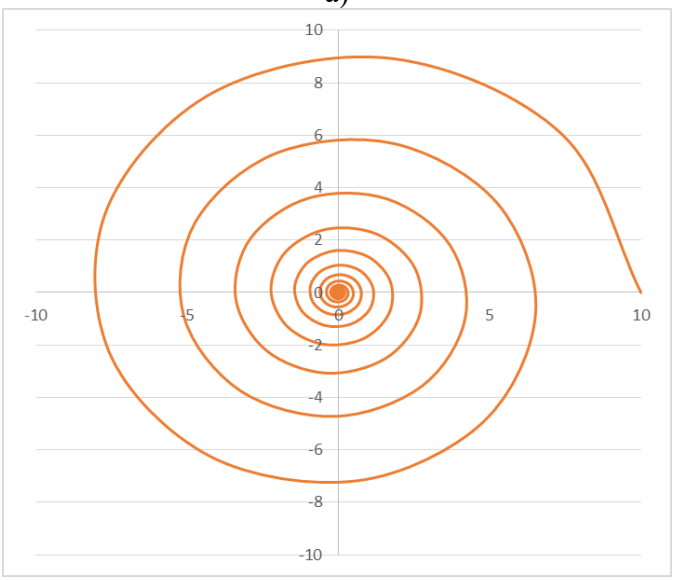
$$\hat{\gamma}_n = \pm \arccos\left(\frac{d_n - \sqrt{d_n^2 - 4}}{2}\right) + 2\pi k, \qquad n = 1, 2, 3\ldots, \qquad k = 1, 2, 3\ldots \qquad (19)$$

Знак обратной тригонометрической функции и число k в (19) выбираются таким образом, чтобы угол $\hat{\gamma}_n$, $n = 1, 2, 3\ldots$, принадлежал полупространству вдоль продольной строительной оси аэродинамического объекта, в котором расположен пеленгуемый источник информационных сигналов [4]

На рисунке 2 представлены найденные с использованием (19) траектории движения объекта для исходного значения дальности $R_1 = 10$ км и СКО пеленгования сигналов $\sigma_{\theta 1} = 1°$ при тенденции изменения точности последующих измерений $\chi_n^2 = 2$ (а) и при $\chi_n^2 = 0{,}5$ (б).



а)



б)

Рис. 2. Маршрут движения аэродинамического объекта при определении местоположения целей с максимальной точностью для $\chi_n^2 = 2$ (а) и $\chi_n^2 = 0{,}5$ (б)

Анализ приведенных результатов показывает, что наилучшая точность определения местоположения источника радиоизлучения достигается при движении носителя приемника-пеленгатора по траектории в виде спирали. Изменение курсового угла, определяемое значениями дисперсии оценки угловых координат излучателя, возрастает относительно начального значения по мере уменьшения дальности. При равной точности пеленгования в каждый момент времени, как следует из (17) – (19), траектория движения объекта не зависит от СКО оценки угловых координат излучателя. Точность оценки его местоположения при $\chi_n^2 = 1$, $n = 1, 2, 3...$, определяется дальностью до приемника-обнаружителя.

Качественное отличие (12) и (19) от результатов, полученных в [3] при условии равенства точности выполняемых измерений в каждой точке пространства, заключается в том, что СКО местоположения источника информационных сигналов зависит не только от дисперсии пеленгования, но и от соотношения СКО оценок направлений прихода сигналов в соседних поворотных пунктах маршрута.

4. Заключение

Выполнен синтез маршрутов полета аэродинамического объекта для определения местоположения источника информационных сигналов с минимальной дисперсией и с минимальным временем выхода в позиционный район на основе многократного измерения его угловых положений в поворотных пунктах. Исследованы закономерности изменения СКО оценивания координат излучателя при различных значениях дисперсии пеленгования (с тенденцией повышения и снижения точности последующих измерений).

Показано, что при неравноточных измерениях направлений прихода сигналов в каждый момент времени дисперсия определения местоположения их источника зависит не только от точности пеленгования, но и от соотношения СКО оценок пеленгования поворотных пунктах маршрута.

Практическая значимость выполненного исследования заключается в обосновании рекомендаций по построению маршрутов полета аэродинамических объектов с рациональным выбором направлений движения в поворотных пунктах маршрута. Результаты исследования могут быть использованы при разработке систем воздушной навигации [1] и автоматического управления полетом [2-4], а также совершенствовании технологий определения местоположения источников радиоизлучения [5, 6].

Литература

1. Зубов Н. П. Требования к качеству воздушной навигации, особенности выбора и оптимизации траекторий маловысотного полета пилотируемых и беспилотных летательных аппаратов военного назначения // Новости навигации, 2021. № 2. С. 18-23.
2. Осипов Е. Б. Способ вывода летального аппарата на радиоизлучающий объект с использованием оптимальной обработки результатов многократного пеленгования // Вестник Воронежского государственного технического университета. Серия: Системы автоматизированного проектирования и системы автоматизации производства, 2003. Выпуск 3.3. С.21-25.
3. Пономарев А. А., Межуев А. М. Оптимизация маршрута летального аппарата, определяющего местоположение цели по ее угловым координатам // В кн.: Обнаружение, распознавание и определение параметров образов объектов. Методы и алгоритмы / Под ред А. В. Коренного. М.: Радиотехника, 2012. С.21-29.

4. Разиньков С. Н., Богословский А. В. Оптимизация маршрутов полета беспилотных летательных аппаратов при местоопределении источника радиоизлучения по оценкам угловых координат с их бортов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2015. Т. 18. № 4. С. 22-26.
5. Кондратьев В. С., Котов А. В., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы / Под ред. В. В. Цветнова. М.: Радио и связь, 1986. 362 с.
6. Перунов Ю. М., Куприянов А. И. Радиоэлектронная борьба: радиотехническая разведка. М.: Вузовская книга, 2018. 190 с.

REFERENCES

1. Zubov N. P. Requirements for the quality of air navigation, features of the selection and optimization of low-altitude flight trajectories of manned and unmanned aerial vehicles for military purposes // Navigation News, 2021. No. 2. pp. 18-23.
2. Osipov E. B. A method for bringing a lethal vehicle to a radio-emitting object using optimal processing of the results of multiple bearing // Bulletin of the Voronezh State Technical University. Series: Computer-aided design systems and production automation systems, 2003. Issue 3.3. pp.21-25.
3. Ponomarev A. A., Mezhuyev A. M. Optimization of the route of a lethal vehicle that determines the location of a target by its angular coordinates // In the book: Detection, recognition and determination of parameters of object images. Methods and algorithms / Edited by A. V. Kornoi. M.: Radio Engineering, 2012. pp.21-29.
4. Razinkov S. N., Bogoslovsky A. V. Optimization of flight routes of unmanned aerial vehicles when locating a radio source according to estimates of angular coordinates from their sides // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2015. Vol. 18. No. 4. pp. 22-26.
5. Kondratiev V. S., Kotov A. V., Markov L. N. Multi-position radio engineering systems / Edited by V. V. Tsvetnov. M.: Radio and Communications, 1986. 362 p.
6. Perunov Y. M., Kupriyanov A. I. Electronic warfare: radio engineering intelligence. M.: University book, 2018. 190 p.

АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

К. В. Никульшин, А. А. Тишковский

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

Аннотация. Проведен анализ существующих способов повышения эффективности специального деструктивного воздействия на каналы передачи информации радиоэлектронных средств, функционирующих в диапазонах очень и ультравысоких частот, с указанием их достоинств и недостатков. Обоснован выбор использования ретранслятора деструктивного сигнала на летно-подъемном средстве в качестве альтернативного способа повышения эффективности специального деструктивного воздействия на каналы передачи информации радиоэлектронных средств.

Ключевые слова: аналитическое моделирование, специальное деструктивное воздействие, ретранслятор, радиоэлектронное средство, способ повышения эффективности.

ANALYSIS OF WAYS OF INCREASE OF EFFICIENCY OF SPECIAL DESTRUCTIVE IMPACT ON CHANNELS OF INFORMATION TRANSFER OF RADIO-ELECTRONIC MEANS

K. V. Nikulshin, A. A. Tishkovskiy

«Military Educational and Scientific Center of the Air force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air force Academy» (MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy»), Voronezh, Russia

Abstract. The analysis of existing ways of increase of efficiency of special destructive impact on channels of information transfer of the radio-electronic means functioning in ranges very and ultrahigh frequencies, with the indication of their merits and demerits is carried out. The choice of use of a repeater of a destructive signal on flight and elevating means as an alternative way of increase of efficiency of special destructive impact on channels of information transfer of radio-electronic means is reasonable.

Keywords: analytical modeling, special destructive influence, repeater, radio-electronic means, way of increase of efficiency.

1. Введение

В настоящее время эффективное применение образцов и комплексов специальной техники (ОСТ и КСТ, соответственно) для организации специального деструктивного воздействия (СДВ) на каналы передачи информации (КПИ) радиоэлектронных средств (РЭС), в том числе РЭС связи, является неотъемлемой частью дезорганизации автоматизированных систем управления и связи (АСУ и АСС, соответственно). При этом под СДВ на КПИ РЭС понимается снижение эффективности функционирования различных РЭС путем воздействия на их приемные устройства электромагнитными излучениями ОСТ и КСТ в диапазоне радиоволн [1].

2. Постановка задачи

Поскольку конфликт ОСТ и РЭС находится в непрерывном антагонистическом взаимодействии [1, 2], увеличение темпов совершенствования РЭС, составляющих материальную основу АСУ и АСС, приводит к быстрому моральному старению существующих ОСТ. Кроме того, в рамках принятия контрмер для обеспечения непрерывного и устойчивого функционирования РЭС при осуществлении конфликтного взаимодействия с ОСТ, применяются и постоянно совершенствуются различные способы и программные алгоритмы защиты от СДВ на КПИ [2]. В таких случаях эффективность СДВ на КПИ РЭС достигает значений ниже требуемого уровня, что в соответствии с целями и задачами организации СДВ недопустимо. Данное обстоятельство является объективной предпосылкой проведения работ по повышению эффективности СДВ данных образцов на КПИ РЭС с учетом наличия жестких ограничений по временному и финансовому ресурсу. Одним из наиболее эффективных и экономически целесообразных путей решения указанной проблемы является совершенствование существующих ОСТ и КСТ, в состав которых они входят, в рамках выбранного технического пути повышения их эффективности с учетом модернизационного потенциала (МП) [3] этих образцов.

Сущность СДВ заключается в совместном выполнении временного, структурного и энергетического условия указанного воздействия [4]. Следовательно, в соответствии с основными положениями [5], для осуществления эффективного СДВ на КПИ РЭС, как правило, необходимо обеспечивать выполнение следующих требований:

– сформировать наиболее рациональную или оптимальную структуру деструктивного сигнала;

– обеспечить максимально точное частотно-временное совмещение интервалов работы РЭС и ОСТ, находящихся друг с другом в конфликтном взаимодействии;

– обеспечить требуемое соотношение мощности деструктивного сигнала к мощности сигнала на входе радиоприемного устройства РЭС, при котором достигается требуемое значение показателя эффективности СДВ для заданного типа РЭС.

Однако не всегда при выполнении временного и структурного условия, обеспечиваемого аппаратурой ОСТ, возможно обеспечение энергетического условия СДВ, на успешное выполнение которого оказывают влияние множество факторов, например, реализация различных способов и программных алгоритмов защиты КПИ РЭС от СДВ [4]. Кроме того, для ОСТ функционирующих в диапазоне очень и ультравысоких частот (ОВЧ и УВЧ, соответственно), характерна сравнительно небольшая дальность СДВ с требуемой эффективностью ввиду особенностей распространения радиоволн (РРВ) в указанных диапазонах частот [5]. Главной особенностью РРВ является ограничение дальности СДВ дальностью прямой видимости [4], величина которой зависит от высот поднятия передающей антенно-фидерной системы (АФС) ОСТ и приемной АФС РЭС, находящегося в конфликтном взаимодействии с ОСТ.

3. Достоинства и недостатки существующих способов повышения эффективности специального деструктивного воздействия на каналы передачи информации радиоэлектронных средств

В настоящее время существует большое количество способов повышения эффективности СДВ на КПИ РЭС, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки. Одними из самых распространенных способов, наиболее широко применяющихся при эксплуатации ОСТ в конфликтном взаимодействии с РЭС, являются:

1. ***Уменьшение дистанции до РЭС***. Поскольку мощность деструктивного сигнала ОСТ при распространении в пространстве уменьшается, для выполнения энергетического условия СДВ необходимо уменьшить дистанцию от ОСТ (или КСТ) до РЭС, что повысит мощность деструктивного сигнала на входе радиоприемного устройства РЭС. Достоинством данного способа является простота его реализации, однако его применение неразрывно связано с постоянным маневрированием ОСТ для участия в конфликтном взаимодействии с двумя и более РЭС, что влечет за собой дополнительные расходы на его эксплуатацию и ресурс применения. Кроме того, бесконечно сокращать дистанцию до РЭС невозможно, особенно в условиях необходимости скрытного размещения ОСТ или наличия естественных (или искусственных) препятствий на трассе до РЭС (рельеф местности, городская застройка, лесные массивы и т.д.).

2. ***Увеличение мощности деструктивного сигнала на выходе передающей АФС ОСТ***, с помощью использования более мощных возбудителей (трактов передатчиков деструктивного сигнала). В данном способе отсутствует необходимость размещать ОСТ ближе к РЭС, что является достоинством данного способа по сравнению с предыдущим, однако реализация данного способа влечет за собой повышенный расход энергоресурсов, а также увеличение массогабаритных характеристик аппаратуры ОСТ. Кроме того, прямая пропорциональная корреляция между увеличением мощности передатчиков деструктивного сигнала и дальностью передачи самого сигнала отсутствует: увеличение мощности в n раз не приведет к увеличению дальности во столько же раз.

3. ***Увеличения высоты поднятия передающей АФС ОСТ.*** Реализация данного способа возможна не только путем увеличения высоты поднятия мачты, на которой закреплена передающая АФС, но и размещением ОСТ на возвышенности. Этот способ значительно эффективнее предыдущего, так как реальная дальность распространения деструктивного сигнала зависит в большей мере от типа АФС и высоты ее установки, чем от выходной мощности радиопередающего устройства. Однако большая высота поднятия мачты АФС, равно как и размещение ОСТ на возвышенности является демаскирующим признаком, позволяющим повысить вероятность обнаружения ОСТ условиях необходимости его скрытного размещения.

Практическую реализацию данных способов условно можно разделить на две группы:

1) техническая группа: создание новых ОСТ и КСТ, внесение конструктивных изменений в существующие ОСТ после проведения цикла научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ (НИОКР) на предприятиях промышленности (например, увеличение коэффициента усиления передающей АФС или мощности передатчика деструктивного сигнала);

2) организационная группа: исходя из имеющегося пространственного местоположения ОСТ и РЭС при подготовке и осуществлении конфликтного взаимодействия (например, размещение ОСТ на преобладающей возвышенности, сокращение дистанции от ОСТ до РЭС).

Однако реализация каждого варианта из представленных двух групп предполагает введение допущений и ограничений, которые становятся существенными недостатками с учетом наличия имеющихся ограничений по временному и финансовому ресурсу [3].

4. Ретранслятор на летно-подъемном средстве как способ повышения эффективности специального деструктивного воздействия

Одним из возможных способов повышения эффективности СДВ, который в настоящее время слабо исследован, является применение ретрансляторов. Под

ретранслятором, в соответствии с [6], понимается радиотехническое устройство, предназначенное для приема, усиления и дальнейшего переизлучения радиосигнала в целях увеличения дальности радиосвязи между стационарными, возимыми, носимыми радиостанциями (абонентами) в системе связи.

Как видно из приведенного определения [6], главный результат использования ретрансляторов в системах связи – это увеличение дальности связи между корреспондентами двух и более радиостанций. При этом применение ретрансляторов наиболее широко распространено в настоящее время при организации сотовой связи [7], аналогового и цифрового телевизионного вещания [8], а также при увеличении площади покрытия зоны Wi-Fi сигнала. При обосновании возможности применения ретранслятора для переизлучения сигналов СДВ, формируемых ОСТ, в работе [2] было отмечено, что главными преимуществами применения ретранслятора деструктивного сигнала, как способа повышения эффективности СДВ в диапазоне ОВЧ и УВЧ, является обеспечение электромагнитной совместимости своих РЭС и систем, а также повышение дальности СДВ и отношения мощности деструктивного сигнала к мощности сигнала на входе радиоприемного устройства РЭС. При этом для достижения требуемой эффективности СДВ в качестве платформы для размещения ретранслятора деструктивного сигнала в [2] предлагалось использовать летно-подъемное средство типа беспилотного летательного аппарата.

Кроме того, в работе [2] было отмечено, что основное предназначение ретранслятора заключается в приеме деструктивного сигнала с ОСТ, его усилении до необходимого уровня и излучении в направлении выбранного РЭС. Поэтому можно сделать вывод, что структурное условие СДВ, заключающее в формировании оптимальной структуры деструктивного сигнала ОСТ на основании наличия данных о структуре сигнала РЭС, выполняется априори при положительной оценке ЭМД сигнала аппаратурой ОСТ и не требует дополнительного рассмотрения при применении ретранслятора. Временное условие СДВ также будет выполняться априори при положительной оценке ЭМД сигнала аппаратурой ОСТ, поскольку время задержки деструктивного сигнала в приемо-передающем устройстве ретранслятора будет отсутствовать (или будет пренебрежимо мало) за счет применения одночастотного ретранслятора [9] и качественного согласующего устройства. Однако для оценки выполнения энергетического условия СДВ необходимо провести дополнительные исследования, заключающиеся в получении функциональных зависимостей отношения мощности деструктивного сигнала к мощности сигнала на входе радиоприемного устройства РЭС от вариантов выбора положения ЛПС в пространстве и технических характеристик ретранслятора. Для этого необходимо разработать адекватную аналитическую модель конфликтного взаимодействия ОСТ и РЭС (совокупностью РЭС) с использованием ретранслятора деструктивного сигнала на ЛПС и на ее основе оценить эффективность СДВ в диапазоне ОВЧ и УВЧ.

5. Заключение

Таким образом, проведен анализ существующих способов повышения эффективности СДВ ОСТ в диапазоне ОВЧ и УВЧ с указанием их достоинств и недостатков, обоснован выбор и преимущества применения ретранслятора деструктивного сигнала на ЛПС как способа повышения эффективности СДВ ОСТ, а также определен вектор дальнейших исследований. Предлагаемый способ повышения эффективности СДВ в диапазоне ОВЧ и УВЧ может быть практически реализован на ОСТ диапазона ОВЧ и УВЧ в рамках реализации технического пути повышения их эффективности с учетом МП этих образцов [2], поскольку не требует внесения кардинальных изменений в их состав и структуру.

Литература

1. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. - 424 с.
2. Павловский М.В., Никульшин К.В. Результаты функционирования программного комплекса по моделированию результатов специального деструктивного воздействия на каналы передачи информации с применением ретранслятора // Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2023, том 5. - С. 39-44.
3. Павловский М.В., Никульшин К.В. Методика формирования технических путей повышения эффективности образцов специальной техники с учетом их модернизационного потенциала // Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2023, № 27. - С. 113-122. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://cyberleninka.ru/article/n/metodika-formirovaniya -tehnicheskih-putei-povysheniya-effektivnosti-obraztsov-spetsialnoi-tehniki-s-uchetom-ih-modernizatsionn ogo/pdf (дата обращения 06.02.2024)
4. Осипов А.С. Военно-техническая подготовка. Военно-технические основы построения средств и комплексов РЭП: учебник / Под науч. ред. Е.Н. Гарина. Красноярск: СФУ, 2013. - 344 с.
5. Кубанов В.П. Основы теории антенн и распространения радиоволн: учебное пособие / В.П. Кубанов, В.А. Ружников, М.Ю. Сподобаев, Ю.М. Сподобаев // Под ред. В.П. Кубанова. Самара: ИНУЛ-ПГУТИ, 2016. - 258 с.
6. Чистяков Н.И., Сидоров В.М. Радиоприемные устройства. Учебник для вузов / под общ. ред. Н.И. Чистякова. М.: Связь, 1974. - 408 с.
7. Бушмелев П.Е., Бушмелева К.И. Повышение качества и дальности передачи радиосигнала посредством мобильного репитера // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество», 2017, том 2. - С. 172-174.
8. Куницын Р.И., Баранов М.Е. Малогабаритные спутники-ретрансляторы [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://cyberleninka.ru/ article/n/malogabaritnye-sputniki-retranslyatory (дата обращения 06.02.2024).
9. Патент № 95100936 Российская Федерация, МПК H04B7/15. Одночастотный ретранслятор радиосигнала: № 95100936/09: заявл. 24.01.1995: опубл. 10.11.1996 / Петров И.И.; заявитель Петров И.И. – 3 с.: ил. – Текст: непосредственный.

References

1. Modern radio-electronic fight. Methodology questions / Under the editorship of V.G. Radziyevsky. M: Radio engineering, 2006. – 424 p.
2. Pavlovskiy, M.V., Nikulshin, K.V. Results of functioning of a program complex on modelling of results of special destructive impact on information transfer channels with repeater application//the Collection of works XXIX of the International scientific and technical conference «A radar-location, navigation, communication», 2023, volume 5. – P. 39-44.
3. Pavlovskiy, M.V., Nikulshin, K.V. A technique of formation of technical ways of increase of efficiency of samples of special equipment taking into account their modernization potential//Aerospace forces. Theory and practice, 2023, No. 27. – P. 113-122. [Electronic resource]. Access mode: https://cyberleninka.ru/article/n/metodika-formirovaniya -tehnicheskih-putei-povysheniya-effektivnosti-obraztsov-spetsialnoi-tehniki-s-uchetom-ih-modernizatsionnogo/pdf (address date 2/6/2024)

4. Osipov, A.S. Military technical training. Military and technical bases of creation of means and EW complexes: the textbook / Under scient. E.N.Garina's edition. Krasnoyarsk: SFU, 2013. – 344 p.
5. Kubanov, V.P. Bases of the theory of aerials and distribution of radio-waves: manual / Accusative Kubanov, V.A.Ruzhnikov, M.Yu.Spodobayev, Yu.M.Spodobayev//Under the editorship of Kubanov's Accusative. Samara: INUL-PGUTI, 2016. – 258 p.
6. Chistyakov, N. I., Sidorov, V. M. Radiopriyemnye of the device. The textbook for higher education institutions / under Chistyakov's edition. M: Communication, 1974. – 408 p.
7. Bushmelev, P. E., Bushmeleva, K.I. Improvement of quality and ranges of transfer of a radio signal by means of a mobile repeater // Works of the International symposium «Reliability and quality», 2017, volume 2. – P. 172-174.
8. Kunitsyn, R. I., Baranov M.E. Small-sized relay satellites [Electronic resource]. Access mode: https://cyberleninka.ru/article/n/malogabaritnye-sputniki-retranslyatory (address date 2/6/2024).
9. Patent No. 95100936 Russian Federation, MPK H04B7/15. Unifrequent repeater of a radio signal: No. 95100936/09: decl. 1/24/1995: publ. 11/10/1996 / Petrov I.I.; applicant Petrov I.I. - 3 p.: ill. - Text: the direct.

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ РАССЕИВАНИЯ МИ

В.В. Глотов, К.А. Зубцов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Для валидации вычислительных методов использовать аналитическое эталонное решение, позволяющее точно рассматривать рассеяние электромагнитной волны, имеющей напряжённость электрического поля. Серия Ми является важным эталонным решением, поскольку она представляет собой замкнутое решение рассеянного поля от диэлектрической или проводящей сферы.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства; электромагнитная совместимость; электрическое поле; рассеивание МИ, внутриаппаратурный уровень электромагнитной совместимости.

ANALYSIS OF THE ELECTRIC FIELD USING MI SCATTERING

V.V. Glotov, K.A. Zubtsov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. To validate computational methods, use an analytical reference solution that allows you to accurately consider the scattering of an electromagnetic wave having an electric field strength. The Mie series is an important reference solution because it represents a closed solution of the stray field from a dielectric or conductive sphere.

Keywords: radio-electronic means; electromagnetic compatibility; electric field; MI dispersion, intra-hardware level of electromagnetic compatibility.

1. Введение

Решение с помощью рассеяния Ми - это аналитическое полевое решение для вычисления диэлектрической или проводящей сферы вокруг печатного модуля.

Рассеяние зависит от соотношения размеров частицы и длины волны света в материале частицы. Рэлеевское рассеяние является частным случаем рассеяния Ми для случая, когда частица намного меньше длины волны. В этом случае внешняя электромагнитная волна поляризует частицу, возбуждая в ней переменный дипольный момент. Дипольный момент, колеблющийся в такт с частотой внешней волны, переизлучает свет с характерной для дипольного момента диаграммой направленности. Если можно пренебречь частотной зависимостью диэлектрической проницаемости частицы, интенсивность рассеяния зависит от частоты в четвертой степени, что приводит к сильному рассеянию коротких волн. В рассеянном белом свете преобладает голубой оттенок, а в нерассеянном — красный.

2. Аналитический метод расчета электрического поля

Одной из особенностей радиоэлектронных средств является то, что в неё входит множество разнообразных элементов, как электронных, так и электромеханических, что предполагает разные подходы и модели их математического описания. В то же время существует взаимосвязь между этими моделями, которая позволит на любом этапе проектирования применять результаты из других методов.

Рассмотрим плоскую волну с x-поляризацией, распространяющуюся в положительном направлении z, и сферу радиуса R, расположенную в начале сферической системы координат, как показано на рисунке ниже.

Диэлектрическая проницаемость в свободном пространстве равна ε_0 и μ_0 соответственно, и диэлектрическая проницаемость сферы так же равна ε и μ соответственно. Предполагается, что свойства среды сферы однородны.

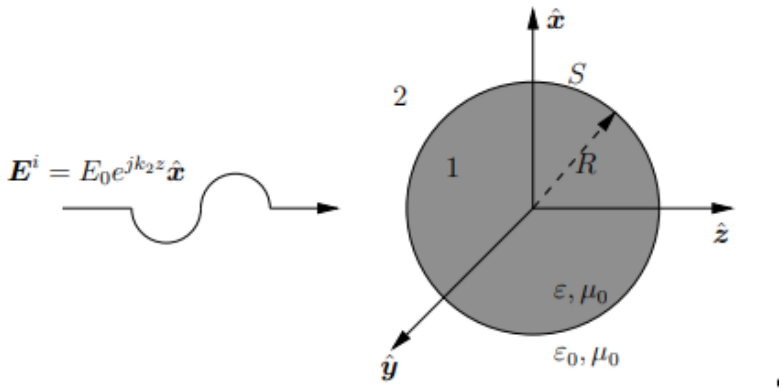


Рис. 1. Падение плоской волны на сферу радиуса R

Использование разделения из переменных падающее поле может быть разложено на сумму векторных сферических волновых функций j_n следующим образом:

$$E^i = E_0 e^{j(k_2 z-\omega t)}\hat{x} = E_0 e^{-j\omega t}\sum_{n=1}^{\infty} j^n \frac{2n+1}{n(n+1)}(m_E - jn_E)$$
$$H^i = \frac{k_2}{\mu_0\omega}E_0 e^{j(k_2 z-\omega t)}\hat{y} = -\frac{k_2 E_0}{\mu_0\omega}e^{-j\omega t}\sum_{n=1}^{\infty} j^n \frac{2n+1}{n(n+1)}(m_H - jn_H) \quad (1)$$

где E_0 - амплитуда падающего поля , а m_E , m_H, n_E, n_n вычисляются:

$$m_E = \frac{1}{sin\theta}j_n(k_2R)P_n^1(cos\theta)cos\phi\hat{\theta} - j_n(k_2R)\frac{\partial P_n^1}{\partial\theta}sin\phi\hat{\phi}$$
$$m_H = -\frac{1}{sin\theta}j_n(k_2R)P_n^1(sin\theta)cos\phi\hat{\theta} - j_n(k_2R)\frac{\partial P_n^1}{\partial\theta}cos\phi\hat{\phi} \quad (2)$$

$$n_E = \frac{n(n+1)}{k_2R}P_n^1(cos\theta)sin\phi\hat{r} + \frac{1}{k_2R}[k_2Rj_n(k_2R)]'\frac{\partial P_n^1(cos\theta)}{\partial\theta}sin\phi\hat{\theta} + \frac{1}{k_2Rsin\theta}[k_2Rj_n(k_2R)]'P_n^1(cos\theta)cos\phi\hat{\phi}$$
$$n_H = \frac{n(n+1)}{k_2R}P_n^1(cos\theta)cos\phi\hat{r} + \frac{1}{k_2R}[k_2Rj_n(k_2R)]'\frac{\partial P_n^1(cos\theta)}{\partial\theta}cos\phi\hat{\theta} + \frac{1}{k_2Rsin\theta}[k_2Rj_n(k_2R)]'P_n^1(cos\theta)sin\phi\hat{\phi} \quad (3)$$

где j_n - сферическая функция Бесселя первого рода и порядка n, P_n^1 - многочлен Лежандра первого рода и порядка n, а верхний индекс r представляет дифференцирование по аргументу функции Бесселя. Сферическая функция Бесселя используется для представления стоячей волны в радиальном направлении. Аналогично

сферической функции Бесселя первого рода, сферическая функция Бесселя второго рода обозначается через y_n. Рассеянное поле в среде 2 может быть записано в виде:

$$E^i = E_0 e^{j(k_2 z - \omega t)} \hat{x} = E_0 e^{-j\omega t} \sum_{n=1}^{\infty} j^n \frac{2n+1}{n(n+1)} (m_E - j n_E)$$
$$H^i = \frac{k_2}{\mu_0 \omega} E_0 e^{j(k_2 z - \omega t)} \hat{y} = -\frac{k_2 E_0}{\mu_0 \omega} e^{-j\omega t} \sum_{n=1}^{\infty} j^n \frac{2n+1}{n(n+1)} (m_H - j n_H) \quad (4)$$

Функции m_E, m_H, n_E и n_H получаются путем замены $j_n(k_2R)$ на $P_n^1(k_2R)$ в формуле (2).

Здесь P_n^1 - сферическая функция Ханкеля первого рода и порядка n, используемая для представления распространяющейся наружу сферической волны. Сферическая функция Ханкеля первого и второго рода может быть получена с использованием сферических функций Бесселя первого и второго рода следующим образом:

$$h_n^{(1)} = j_n + y_n$$
$$h_n^{(2)} = j_n - y_n \quad (5)$$

Следует отметить, что знаки минус или плюс в приведенных выше определениях сферической функции Ханкеля первого и второго рода зависят от выбранного временного фактора $e^{\pm jwt}$ Аналогично рассеянному полю, передаваемое поле в среде 1 записывается как:

$$E^t = E_0 e^{-j\omega t} \sum_{n=1}^{\infty} j^n \frac{2n+1}{n(n+1)} (a_n^t m_E - j b_n^t n_E)$$
$$H^t = -\frac{k_2 E_0}{\mu_0 \omega} e^{-j\omega t} \sum_{n=1}^{\infty} j^n \frac{2n+1}{n(n+1)} (b_n^t m_H + j a_n^t n_H) \quad (6)$$

Передаваемое поле действует на границе и внутренней области сферы. Применяя граничные условия к суммарным полям (E и H) при R = a, получаем:

$$\hat{r} \times \left(E^i + E^s\right) = \hat{r} \times E^t \quad (7)$$

$$\hat{r} \times \left(H^i + H^s\right) = \hat{r} \times H^t$$

где r - радиальный единичный вектор, направленный наружу на поверхности сферы. Подстановка значений падающего, пропускаемого и рассеянного полей в вышеуказанные граничные условия приводит к системе неоднородных уравнений:

$$a_n^t j_n(N\rho) - a_n^s h_n^{(1)}(\rho) = j_n(\rho)$$
$$a_n^t [N\rho j_n(N\rho)]' - a_n^s \left[\rho h_n^{(1)}(\rho)\right]' = [\rho j_n(\rho)]'$$
$$N b_n^t j_n(N\rho) - b_n^s h_n^{(1)}(\rho) = j_n(\rho)$$
$$b_n^t [N\rho j_n(N\rho)]' - N b_n^s \left[\rho h_n^{(1)}(\rho)\right]' = [\rho j_n(\rho)]' \quad (8)$$

Где $\rho = k_2 a$, $k_1 a = N\rho$ и $N = k_1/k_2$ - показатель преломления диэлектрической сферы, что может быть сложным для диэлектриков с потерями.

Путем замены в качестве из формулы (8), то значение для a_n^t определяет b_n^t является производным и наоборот для определения a_n^s та же аналогия используется для и b_n^s . Это дает сследующий результат:

$$
\begin{aligned}
a_n^s &= -\frac{j_n(N\rho)[\rho j_n(\rho)]' - j_n(\rho)[N\rho j_n(N\rho)]'}{j_n(N\rho)[\rho j_n(\rho)]' - h_n^{(1)}[N\rho j_n(N\rho)]'} \\
b_n^s &= -\frac{j_n(N\rho)[N\rho j_n(\rho)]' - N^2 j_n(\rho)[\rho j_n(\rho)]'}{h_n^{(1)}(\rho)[N\rho j_n(\rho)]' - N^2 j_n(N\rho)\left[\rho h_n^{(1)}(\rho)\right]'} \\
a_n^t &= \frac{\mu_0 j_n(N\rho)\left[\rho h_n^{(1)}(\rho)\right]' - \mu_0 h_n^{(1)}(\rho)[\rho j_n(\rho)]'}{\mu_0 j_n(N\rho)\left[\rho h_n^{(1)}(\rho)\right]' - h_n^{(1)}[N\rho j_n(N\rho)]'} \\
b_n^t &= \frac{\mu_0 N j_n(N\rho)\left[\rho h_n^{(1)}(\rho)\right]' - \mu_0 N h_n^{(1)}(\rho)[\rho j_n(\rho)]'}{N^2 j_n(N\rho)\left[\rho h_n^{(1)}(\rho)\right]' - \mu_0 h_n^{(1)}(\rho)[N\rho j_n(N\rho)]'}
\end{aligned}
\tag{9}
$$

Теперь мы определили коэффициенты расширения режима в (4), чтобы найти полные поля внутри и снаружи сферы. Поле внутри сферы может быть вычислено с использованием формулы (1), в то время как поле за пределами сферы является суммой падающего, т.е. уравнения (6).

3. Заключение

После этого результаты численного расчета представленные в статье сравниваются с аналитическим методом основанный на методе моментов.

В эпоху технологического прогресса и развития радиоэлектронных средств проблематика вычисления напряженности электрического поля в ближней зоне играет первостепенную роль, а её правильная оценка влияет на последующие этапы разработки и результат испытаний на соответствие международным стандартам. Её значимость ежегодно возрастает совместно с развитием технологий, что требует многостороннего анализа на стадии проектирования. У современных разработчиков присутствует широкий ряд инструментов, позволяющих произвести верный анализ, что сократит временные и материальные затраты на разработку устройства.

Проведя анализ существующих методов оценки электромагнитной совместимости, можно сделать вывод что у каждого метода есть свои достоинства и свои недостатки. В свою же очередь, инженеру-конструктору необходимо быстро проводить анализ на электромагнитную совместимость и одновременно сохранять сроки разработки изделия, чтоб предприятие-разработчик не несло убытки при доработке.

Литература

1. 1. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. 616 с.
2. Ашихмин А.В., Федоров С.М., Негробов В.В., Пастернак Ю.Г., Авдюшин А.С. Антенна Вивальди с печатной линзой на единой диэлектрической подложке. Патент на изобретение RU 2593910 C2, 10.08.2016. Заявка № 2014128331/28 от 11.07.2014.
3. Зеленин И.А., Рыжиков А.Г., Фёдоров С.М. Антенная решетка на основе линзы Ротмана. Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. № 11. С. 102-105.

4. Рыжиков А.Г., Слинчук С.А., Фёдоров С.М., Чугуевский В.И. Исследование характеристик антенной решетки на основе линзы Ротмана и антенн с эллиптическими плечами. Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 2. С. 49-52.
5. Ашихмин А.В., Першин П.В., Фёдоров С.М. Пеленгование с использованием модели, в которой наблюдаемое поле является суперпозицией плоской падающей волны и рассеянных сферических волн, создаваемых блестящими точками на корпусе рассеивателя. Вестник Воронежского института МВД России. 2018. № 3. С. 70-76.

REFERENCES

1. Kechiev L.N. Design of printed circuit boards for digital high-speed equipment. M.: IDT Group LLC, 2007. 616 p.
2. Ashikhmin A.V., Fedorov S.M., Negrobov V.V., Pasternak Yu.G., Avdyushin A.S. Vivaldi antenna with a printed lens on a single dielectric substrate. Patent for invention RU 2593910 C2, 08/10/2016. Application No. 2014128331/28 dated 07/11/2014.
3. Zelenin I.A., Ryzhikov A.G., Fedorov S.M. Antenna array based on Rothman lens. Bulletin of Voronezh State Technical University. 2012. T. 8. No. 11. P. 102-105.
4. Ryzhikov A.G., Slinchuk S.A., Fedorov S.M., Chuguevsky V.I. Study of the characteristics of an antenna array based on a Rothman lens and antennas with elliptical arms. Bulletin of Voronezh State Technical University. 2013. T. 9. No. 2. P. 49-52.
5. Ashikhmin A.V., Pershin P.V., Fedorov S.M. Direction finding using a model in which the observed field is a superposition of a plane incident wave and scattered spherical waves produced by shiny points on the diffuser body. Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. 2018. No. 3. P. 70-76., 1989. 224 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ НА ПРИМЕРЕ ОБРАТНОХОДОВОГО AC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

А. В. Гудков[1], М. А. Ромащенко[1]

[1]Воронежский Государственный Технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана методика моделирования кондуктивных помех обратноходового импульсного AC/DC преобразователя в программе схемотехнического моделирования LTspice. Методика позволяет выполнить приблизительную оценку уровня кондуктивных помех в диапазоне частот 9 кГц – 7 МГц с последующей оптимизации схемы преобразователя без большого количества доработок изделия. Так же методика может быть использована разработчиками на удаленной работе.

Ключевые слова: импульсный источник питания, AC/DC преобразователь, кондуктивные помехи, ЭМС, LTspice.

CONDUCTIVE INTERFERENCES RESEARCH OF SWITCHING POWER SUPPLIES USING THE EXAMPLE OF A FLYBACK AC/DC CONVERTER

A.V. Gudkov[1], M.A. Romashchenko[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. A technique for modeling conductive interference of an AC/DC flyback converter in the LTspice circuit modeling program has been developed. The technique allows an approximate assessment of the level of conductive interference in the frequency range of 9 kHz – 7 MHz with subsequent optimization of the converter circuit without a large number of product modifications. The technique can also be used by developers at remote work.

Keywords: switching power supply, AC/DC converter, conductive interference, EMC, LTspice.

1. Введение

Для импульсных источников питания характерными являются кондуктивные и излучаемые радиочастотные помехи [1]. В данной работе рассматривалось моделирование только кондуктивных помех. В качестве испытуемого образца был выбран потребительский AC/DC преобразователь, выполненный по обратноходовой топологии мощностью 120Вт. Моделирование проводилось на следующем режиме работы: входное переменное напряжение 230В, выходное напряжение 12В, ток нагрузки 7А.

Моделирование преобразователя производилось в среде LTspice с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) по алгоритму, представленному на рис. 1.

2. Методика моделирования обратноходового преобразователя

В первую очередь следует построить модель силового контура обратноходового преобразователя для номинального режима, либо того режима работы по входному, выходному напряжениям и току нагрузки на которых предполагается проводить испытания реального изделия.

Следующим шагом является добавление в модель схемы эквивалента сети (ЭС). В нашем случае был применен V-образный ЭС согласно ГОСТ30805.16.1.2-2013 (CISPR 16-1-2:2006) 50 Ом/50 мкГн [2] (изображен на рис.2).

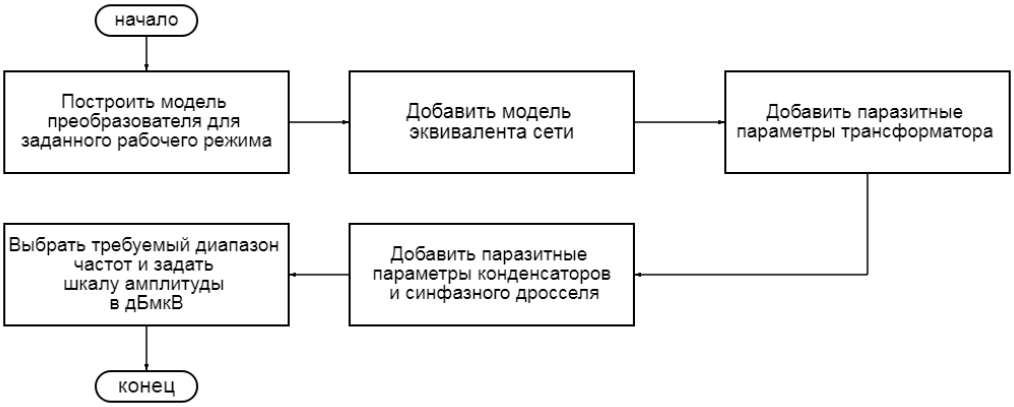


Рис. 1. Алгоритм построения модели

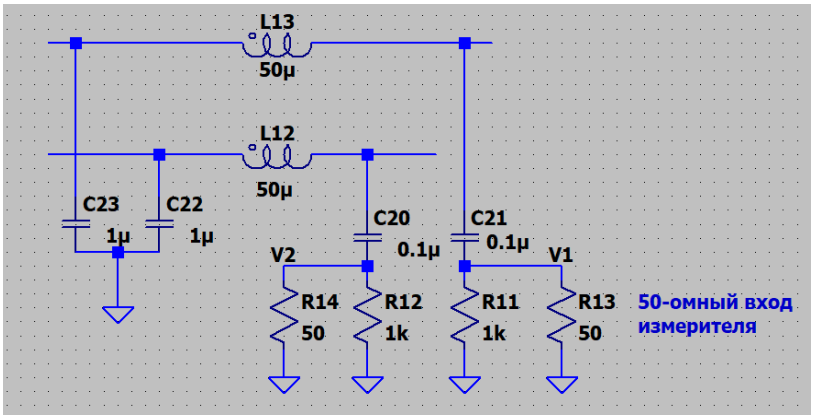


Рис. 2. Принципиальная схема эквивалента сети

Добавление паразитных параметров силового трансформатора является важным шагом при построении модели. Высокая скорость нарастания напряжения на стоке полевого транзистора является основным источником синфазных помех. Силовой трансформатор и его паразитные емкости являются каналами связи по которым кондуктивные помехи распространяются от первичной ко вторичной обмотке и далее через паразитные емкости с выходной цепи преобразователя на «землю».

На основе исследований [3, 4] для моделирования синфазных помех может быть применена упрощенная модель с двумя межобмоточными емкостями. Существует шесть возможных вариантов комбинаций пары межобмоточных емкостей для различных топологий. На основе [3] была выбрана модель, приведенная на рис.3. Следует отметить, что данная модель не учитывает индуктивность рассеяния трансформатора.

Однако, в предлагаемом нами подходе индуктивность рассеяния должна учитываться полностью. В этой связи, модель на рис.3 будет использована только в целях упрощенного задания межобмоточных емкостей силового трансформатора без замены обмоток и ключа на эквивалентный источник напряжения. Итоговая схема трансформатора с паразитными параметрами представлена на рис. 4.

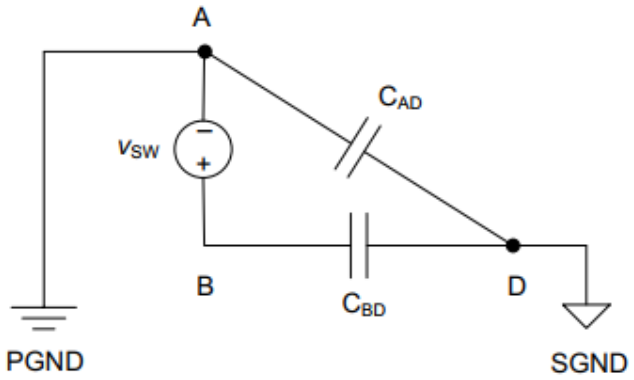


Рис. 3. Упрощенная модель трансформатора обратноходового преобразователя с двумя межобмоточными емкостями

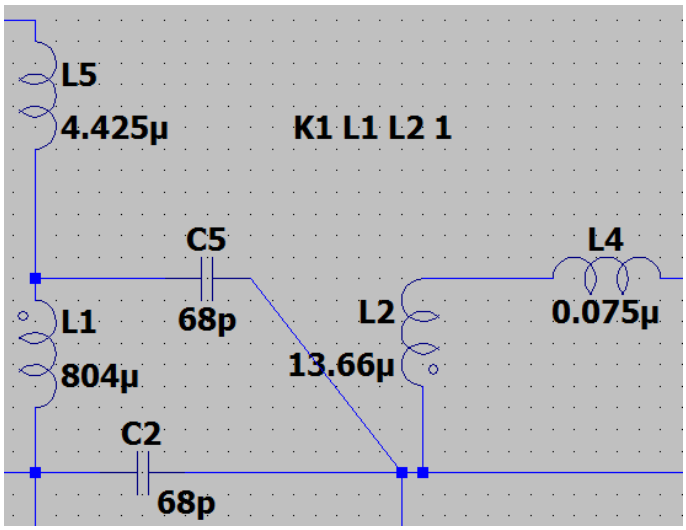


Рис. 4. Моделирование параметров трансформатора

Следующим этапом построения модели является добавление паразитных параметров входного фильтра и выходных конденсаторов. В случае отсутствия моделей конденсаторов от производителей следует использовать сведения из технической документации (datasheet). По возможности, помимо эквивалентного последовательного сопротивления ESR следует задать и эквивалентную последовательную индуктивность ESL, а так же эквивалентные параллельные емкость и сопротивление. В случае отсутствия этих параметров от производителя, с помощью измерителя RLC следует измерить ESR конденсатора для добавления в модель. Данный параметр должен быть задан для всех конденсаторов силового контура.

Далее производится моделирование синфазного дросселя и вносимых им потерь. В нашем случае был применен готовый синфазный дроссель, аналогичный PLA10AS9012R0D2 фирмы Murata. Моделирование вносимых потерь для синфазного сигнала (рис.5) показало хорошую сходимость результатов с данными из каталога [6].

Следующим шагом является определение диапазона частот для испытаний. В нашем случае это 9 кГц-30 МГц. Далее задаем шкалу амплитуды. Как правило, кондуктивные помехи измеряются в дБмкВ. LTspice по-умолчанию использует дБВ [7]. Соотношение для перевода в дБмкВ представлено ниже:

$$dB\mu V = 20 * lg(V/1\,\mu V) = 20 * lg(V) - 20 * lg(1\mu V) = 20 * lg(V) + 120 \quad (1)$$

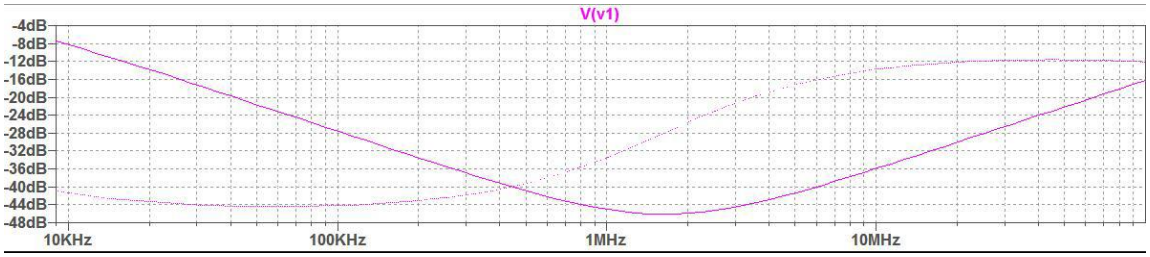


Рис. 5. Вносимые потери модели синфазного дросселя

Исходя из (1) для получения на графике амплитуды в дБмкВ значение измеренного напряжения в заданной точке следует умножить на 10^6. Моделирование в среде LTspice выполняется с помощью БПФ.

3. Практическое применение методики

Было произведено сравнение полученных при моделировании результатов со спектрограммами преобразователя, полученными в лаборатории ЭМС с помощью анализатора спектра АКИП-4212. Для удобства сравнения, линии предела заданы в соответствии со стандартом EN55022 класс B [8].

На рис.6-8 в целях сравнения представлены результаты моделирования (справа) в поддиапазонах 0,5-30 МГц, 0,5-6 МГц, 150-500 кГц, а так же спектрограммы (слева) в тех же поддиапазонах.

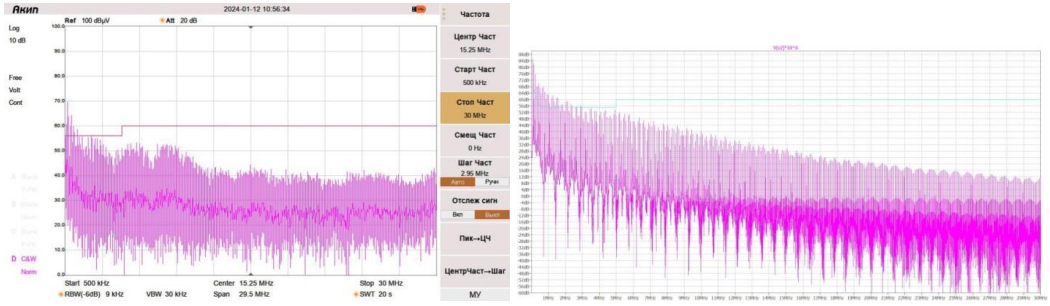


Рис. 6. Спектрограмма преобразователя и результаты моделирования в диапазоне 0,5-30 МГц

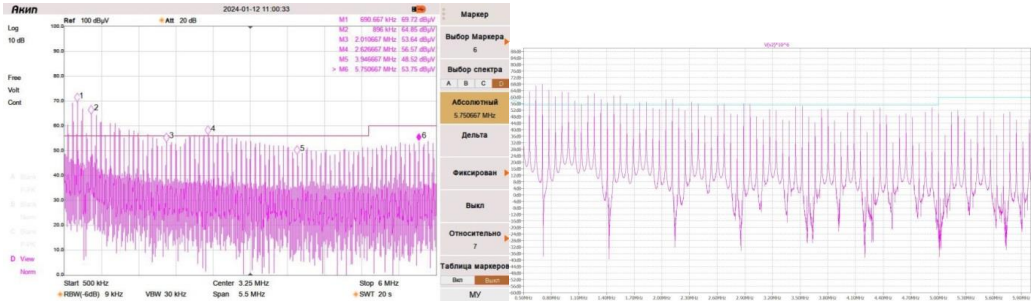


Рис. 7. Спектрограмма преобразователя и результаты моделирования в диапазоне 0,5-6 МГц

Сравнив полученные результаты, можно сделать вывод, что абсолютная погрешность по амплитуде в диапазоне от 9 кГц до 7МГц составила от +6,5 дБмкВ до -4,3 дБмкВ. Далее с ростом частоты погрешность начинает возрастать. Следует отметить, что в модель преобразователя не закладывались паразитные индуктивности и емкости дорожек печатной платы и монтажа, а так же паразитные емкости между транзистором, диодом и корпусом преобразователя, влияющие на помехи в поддиапазоне 6-30 МГц.

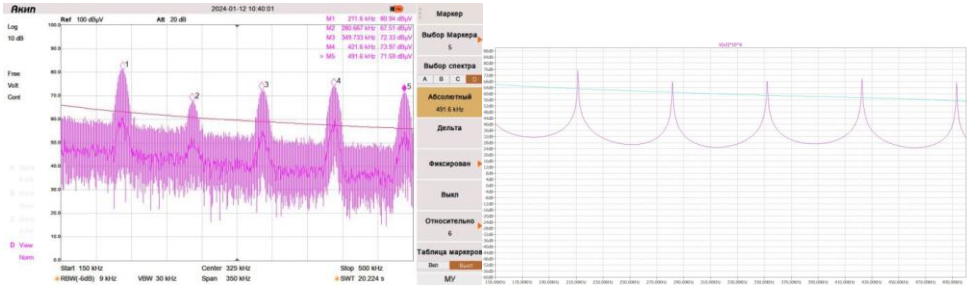


Рис. 8. Спектрограмма преобразователя и результаты моделирования в диапазоне 150-500 кГц

4. Заключение

В работе представлено проведенное моделирование кондуктивных помех обратноходового AC/DC преобразователя в среде LTspice, учитывающее паразитные параметры силового трансформатора, а так же входного фильтра и выходных конденсаторов. Алгоритм моделирования включает в себя следующие основные этапы: 1 - построение модели импульсного AC/DC преобразователя для рабочего режима; 2 - выбор и добавление в модель схемы эквивалента сети; 3 - измерение и добавление в модель паразитных параметров трансформатора; 4 - добавление паразитных параметров конденсаторов и синфазного дросселя; 5 - выбор требуемого диапазона частот моделирования и задание шкалы амплитуды в дБмкВ. Проведенный эксперимент показал, что модель дает отклонения по амплитуде относительно спектрограмм преобразователя от +6,5 дБмкВ до -4,3 дБмкВ в диапазоне частот 9 кГц-7 МГц. Модель не учитывает паразитных емкостей полевого транзистора и выпрямительного диода относительно корпуса, а так же паразитных индуктивностей и емкостей печатной платы и монтажа.

Литература

1. Ромащенко М.А., Гудков А.В. Способ эффективной оценки уровня кондуктивных помех AC/DC преобразователя // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т.19, №5.- С.90-95.
2. ГОСТ 30805.16.1.2—2013 (CISPR 16-1-2:2006). Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к аппаратуре для измерения параметров индустриальных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Часть 1-2.- М.: Стандартинформ,2014.-70 с.
3. Hegarty T. «The Engineer’s Guide To EMI In DC-DC Converters (Part 7): Common-Mode noise of a Flyback», How2Power Today, January 2018.-URL: https://www.how2power.com/newsletters/1812/articles/H2PToday1812_design_TexasInstruments_Part%207.pdf?NOREDIR=1 (дата обращения: 06.02.2024). – Текст: электронный.
4. Huan Zhang, Shuo Wang, Yiming Li, Qinghai Wang and Dianbo Fu «Two-capacitor Transformer Winding Capacitance Models for Common-Mode EMI Noise Analysis in Isolated DC-DC Converters», IEEE transaction on power electronics, Vol. 32, Issue: 11, pp. 8458-8469, November 2017.
5. 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.
6. EMI Suppression Filters for AC power lines. Cat.No. C09-E12. Murata Manufactoring Co.,Ltd.-URL:https://www.murata.com/media/webrenewal/campaign/ads/europe/amrami/c09e.ashx

?la=en-gb&cvid=20150130132116457300 (дата обращения 06.02.2024). - Текст электронный.
7. Anslow R., Le Bras S. How to get the best results using LTspice for EMC simulation-Part 1, November 2021.-URL: https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/how-to-get-the-best-results-using-ltspice-part-1.html (дата обращения 06.02.2024). - Текст электронный.
8. СТБ EN 55022-2012. Электромагнитная совместимость. Радиопомехи от оборудования информационных технологий. Нормы и методы измерений. – Минск: Госстандарт,2012.-67 с.

REFERENCES

1. Romashchenko M.A., Gudkov A.V. A method for effective assessment of the conductive interferences level of an AC/DC converter // Bulletin of the Voronezh State Technical University. 2022. Vol.19, No.5.- Pp.90-95.
2. GOST 30805.16.1.2—2013 (CISPR 16-1-2:2006). Electromagnetic compatibility of technical means. Requirements for equipment for measuring parameters of industrial radio interference and noise immunity and measurement methods. Part 1-2.-M.: Standartinform, 2014.-70 p.
3. Hegarty T. «The Engineer's Guide To EMI In DC-DC Converters (Part 7): Common-Mode noise of a Flyback», How2Power Today, January 2018.-URL: https://www.how2power.com/newsletters/1812/articles/H2PToday1812_design_TexasInstruments_Part%207.pdf?NOREDIR=1 (accessed: 06/02/2024). – Text: electronic.
4. Huan Zhang, Shuo Wang, Yiming Li, Qinghai Wang and Dianbo Fu «Two-capacitor Transformer Winding Capacitance Models for Common-Mode EMI Noise Analysis in Isolated DC-DC Converters», IEEE transaction on power electronics, Vol. 32, Issue: 11, pp. 8458-8469, November 2017.
5. 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.
6. EMI Suppression Filters for AC power lines. Cat.No. C09-E12. Murata Manufactoring Co.,Ltd.-URL:https://www.murata.com/media/webrenewal/campaign/ads/europe/amrami/c09e.ashx?la=en-gb&cvid=20150130132116457300 (accessed: 06/02/2024). – Text: electronic.
7. Anslow R., Le Bras S. How to get the best results using LTspice for EMC simulation-Part 1, November 2021.-URL: https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/how-to-get-the-best-results-using-ltspice-part-1.html (accessed: 06/02/2024). – Text: electronic.
8. EN 55022-2012. Electromagnetic compatibility. Radio interference from information technology equipment. Standards and measurement methods. – Minsk: Gosstandart, 2012.-67 p.

КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА НА ФОНЕ КОМПЛЕКСА УЗКОПОЛОСНОЙ И ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ПОМЕХ

Ю.Н. Паршин[1], Буй Куок Выонг[1]

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

Аннотация. Исследуются алгоритмы квазиоптимальной обработки сигналов антенной решетки при действии комплекса широкополосных и узкополосных помех. При одновременном действии узкополосных и широкополосных помех в антенных решетках возможно распределение вычислительных ресурсов пространственной и временной обработки для эффективного подавления помех. Проводится анализ алгоритма квазиоптимальной обработки сигналов на фоне помех по критерию максимума отношения сигнал-помеха.

Ключевые слова: широкополосные помехи; узкополосные помехи; алгоритм квазиоптимальной обработки сигналов; отношение сигнал-помеха.

QUASI-OPTIMAL SIGNAL PROCESSING AGAINST THE BACKGROUND OF A NARROWBAND AND WIDEBAND COMPLEX SPATIO-TEMPORAL INTERFERENCE

Yu. N. Parshin [1], Bui Quoc Vuong[1]

[1]Ryazan state radio engineering university named after V.F. Utkin Ryazan, Russia

Abstract. Algorithms for quasi-optimal processing of antenna array signals against the background of a complex of broadband and narrowband interferences are investigated. With the simultaneous action of narrowband and broadband interferences, deterioration occurs in antenna arrays, and it is possible to distribute spatial and temporal processing resources for effective interference suppression. An analysis of the algorithm for quasi-optimal signal processing against a background of interference is carried out according to the criterion of the maximum signal-to-interference ratio.

Keywords: broadband interference; narrowband interference; algorithm for quasi-optimal signal processing; signal-to- interference ratio.

1. Введение

Оптимальная обработка сигналов состоит в нахождении математически оптимальных методов и алгоритмов анализа и обработки сигналов с целью извлечения максимально возможной информации или достижения определенных целей при заданных ограничениях и условиях. Критерием оптимальности обработки сигналов являются минимум среднеквадратической ошибки, минимум вероятности ошибки, максимум вероятности правильного обнаружения, максимум правдоподобия и другие, что часто является критическим важным в различных инженерных и научных приложениях. Во многих случаях указанные критерии выполняются, когда отношение дисперсии сигнала к дисперсии помех и шума на выходе устройства обработки максимально. Применение оптимальной пространственно-временной обработки сигналов может включать в себя различные методы и алгоритмы, такие как фильтрация, оценка параметров, декорреляция, синхронизация, сжатие данных и другие. Обычно оптимальная обработка требует интенсивного использования аппаратных ресурсов,

включая большой объем высокоточных изделий и сложных устройств, что обусловлено необходимостью точного управления сигналами в пространственной и временной областях.

Пространственная обработка сигналов обычно зависит от антенных технологий и СВЧ-устройств, которые обеспечивают усиление, направление и формирование луча. Эти процессы ограничены физическими характеристиками антенн и СВЧ-компонентов, и их оптимизация требует точного проектирования и высокой точности изготовления.

С другой стороны, временная обработка сигналов выполняется с использованием цифровых технологий, которые позволяют выполнять сложные алгоритмы обработки, такие как кодирование, модуляция, демодуляция и шумоподавление. Цифровая обработка предоставляет гибкость и масштабируемость, позволяя адаптироваться к изменениям в среде передачи и требованиям пользователей.

Квазиоптимальная обработка сигналов позволяет достичь высокого качества обработки сигналов, приближаясь к оптимальным характеристикам, но при этом учитывая реальные технические ограничения и практичность реализации. Он включает в себя разделение обработки сигналов на пространственную и временную компоненты, что позволяет более эффективно управлять ресурсами и повышать общую производительность системы.

Разделение пространственной и временной обработки также способствует сокращению необходимых технических ресурсов, поскольку каждый этап может быть оптимизирован отдельно. Это позволяет более эффективно использовать доступную вычислительную мощность и антенные системы, снижая общие затраты на оборудование и эксплуатацию.

В целом, квазиоптимальная обработка сигналов с разделением пространственной и временной обработки открывает новые перспективы для создания высокоэффективных радиосистем, способных адаптироваться к разнообразным условиям и требованиям современного мира связи.

Целью работы является повышение эффективности обработки сигналов в условиях действия комплекса узкополосной и широкополосной помех с использованием квазиоптимальной пространственно-временной фильтрации.

2. Постановка задачи

В общем случае линейная пространственно-временная обработка сводится к весовому суммированию пространственно-временных отсчетов наблюдаемого процесса [1-6]. Размерность весового вектора при этом равна произведению числа пространственных каналов N и числа отсчетов во времени K. Для повышения вычислительной эффективности алгоритма используют квазиоптимальные алгоритмы, в которых обработка разделяется на пространственную обработку и временную обработку. Структурная схема квазиоптимального компенсатора комплекса помех приведена на рис.1.

Пусть наблюдаемый процесс представляет собой $KN \times 1$ вектор-столбец пространственно-временных отсчетов

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{nb}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{noise}},$$

где $\underline{\mathbf{S}} = \left\{ \underline{s}_1, ..., \underline{s}_K, \underline{s}_{K+1}, ..., \underline{s}_{2K}, \underline{s}_{2K+1}, ..., \underline{s}_{KN} \right\}^{\text{T}}$ – вектор отсчетов полезного сигнала,

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{nb}} = \left\{ \underline{v}_{\text{nb}\,1}, ..., \underline{v}_{\text{nb}\,K}, \underline{v}_{\text{nb}\,K+1}, ..., \underline{v}_{\text{nb}\,2K}, \underline{v}_{\text{nb}\,2K+1}, ..., \underline{v}_{\text{nb}\,KN} \right\}^{\text{T}}$ – вектор отсчетов пространственно распределенной узкополосной помехи,

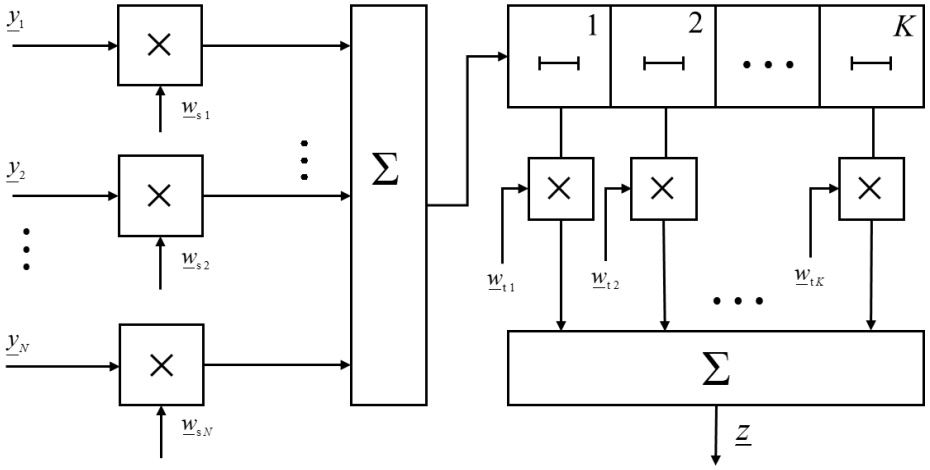


Рис. 1. Структурная схема квазиоптимального компенсатора комплекса помех

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}} = \left\{ \underline{v}_{\text{wb}\,1}, ..., \underline{v}_{\text{wb}\,K}, \underline{v}_{\text{wb}\,K+1}, ..., \underline{v}_{\text{wb}\,2K}, \underline{v}_{\text{wb}\,2K+1}, ..., \underline{v}_{\text{wb}\,KN} \right\}^{\text{T}}$ – вектор отсчетов пространственно сосредоточенной широкополосной помехи,

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{noise}} = \left\{ \underline{v}_{\text{noise}\,1}, ..., \underline{v}_{\text{noise}\,K}, \underline{v}_{\text{noise}\,K+1}, ..., \underline{v}_{\text{noise}\,2K}, \underline{v}_{\text{noise}\,2K+1}, ..., \underline{v}_{\text{noise}\,KN} \right\}^{\text{T}}$ – вектор отсчетов некоррелированного гауссовского шума, K – число отчетов во времени, N – число пространственных отсчетов, равное числу антенн. Пространственно-временные отсчеты в каждом из векторов упорядочены сначала во времени, а потом по пространству. Помехи и шум взаимно статистически независимы.

Детерминированный полезный сигнал равен

$$\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{W}}_S \otimes \underline{\mathbf{s}}_0 ,$$

где $\underline{\mathbf{W}}_S = \left\{ \underline{w}_{S1}, \underline{w}_{S2}, ..., \underline{w}_{SN} \right\}^{\text{T}}$ – направляющий вектор сигнала, $\underline{\mathbf{s}}_0 = \left\{ \underline{s}_{01}, \underline{s}_{02}, ..., \underline{s}_{0K} \right\}^{\text{T}}$ – вектор K отчетов сигнала во времени, $\otimes$ – знак кронекеровского произведения.

Пусть источники широкополосных помех $\underline{\mathbf{v}}_{0\,\text{wb}\,m}$ представляют собой гауссовские случайные величины, некоррелированные между собой и с некоррелированными отсчетами во времени и дисперсиями $D_{\text{wb}\,m}$, $m = 1, ..., M$. Матрица пространственной корреляции таких помех в антеннах равна

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} = \sum_{m=1}^{M} D_{\text{wb}\,m} \underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}\,m} \underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}\,m}^{\text{H}} ,$$

а матрица временной корреляции широкополосной помехи равна $\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb t}} = \sum_{m=1}^{M} D_{\text{wb}\,m} \mathbf{I}$,

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица размером $K \times K$, $\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}\,m}$ – направляющий вектор широкополосной помехи, $\underline{\mathbf{v}}_{0\,\text{wb}\,m}$ – вектор K отчетов широкополосной помехи во времени. Полная матрица пространственно-временной корреляции получается из отсчетов помехи, полученных кронекеровским произведением направляющего вектора и вектора временных отсчетов помехи

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}} = \overline{\sum_{m=1}^{M}\left(\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}\,m}\otimes\underline{\mathbf{v}}_{0\ \text{wb}\,m}\right)\left[\sum_{m=1}^{M}\left(\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}\,m}\otimes\underline{\mathbf{v}}_{0\ \text{wb}\,m}\right)\right]^{\text{H}}} =$$

$$= \sum_{m=1}^{M}\overline{\left(\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}\,m}\otimes\underline{\mathbf{v}}_{0\ \text{wb}\,m}\right)\left(\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}\,m}\otimes\underline{\mathbf{v}}_{0\ \text{wb}\,m}\right)^{\text{H}}} = \qquad (1)$$

$$= \sum_{m=1}^{M} D_{\text{wb}\,m}\times\begin{vmatrix} \mathbf{I}\left|\underline{w}_{\text{wb}\,m1}\right|^2 & \mathbf{I}\underline{w}_{\text{wb}\,m1}\underline{w}^{*}_{\text{wb}\,m2} & \cdots & \mathbf{I}\underline{w}_{\text{wb}\,m\,1}\underline{w}^{*}_{\text{wb}\,mN} \\ \mathbf{I}\underline{w}_{\text{wb}\,m2}\underline{w}^{*}_{\text{wb}\,m1} & \mathbf{I}\left|\underline{w}_{\text{wb}\,m2}\right|^2 & \cdots & \mathbf{I}\underline{w}_{\text{wb}\,m\,2}\underline{w}^{*}_{\text{wb}\,mN} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{I}\underline{w}_{\text{wb}\,mN}\underline{w}^{*}_{\text{wb}\,m1} & \mathbf{I}\underline{w}_{\text{wb}\,mN}\underline{w}^{*}_{\text{wb}\,m2} & \cdots & \mathbf{I}\left|\underline{w}_{\text{wb}\,mN}\right|^2 \end{vmatrix}.$$

Представим корреляционную матрицу широкополосной помехи как кронекеровское произведение матрицы пространственной корреляции и матрицы коэффициентов временной корреляции $\underline{\mathbf{r}}_{\text{wb t}} = \dfrac{1}{\sum_{m=1}^{M} D_{\text{wb}\,m}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb t}}$:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}} = \underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}}\otimes\underline{\mathbf{r}}_{\text{wb t}} = \underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}}\otimes\mathbf{I},$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица размером $K\times K$.

Если узкополосная помеха во времени изменяется медленно, то её матрица временной корреляции равна $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb t}} = D_{\text{nb}}\mathbf{E}$, где матрица $\mathbf{E} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \end{vmatrix}$ имеет размер $K\times K$.

Узкополосная помеха создается рассеивающими элементами, непрерывно распределенными в пространстве в широком диапазоне угловых координат. Поэтому пространственная корреляция таких помех в элементах антенной решетки практически незначительная. Поэтому матрицу пространственной корреляции узкополосной помехи приближенно равна $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb s}} = D_{\text{nb}}\mathbf{I}$, где единичная матрица $\mathbf{I}$ имеет размер $N\times N$.

Также можно представить корреляционную матрицу узкополосной помехи как кронекеровское произведение матрицы ее пространственной корреляции и матрицы коэффициентов временной корреляции $\underline{\mathbf{r}}_{\text{nb t}} = \dfrac{1}{D_{\text{nb}}}\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb t}} = \mathbf{E}$:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}} = \underline{\mathbf{R}}_{\text{nb s}}\otimes\underline{\mathbf{r}}_{\text{nb t}} = D_{\text{nb}}\mathbf{I}\otimes\mathbf{E}. \qquad (2)$$

3. Получение расчетных уравнений

Так как помехи и шумы статистически независимы друг от друга, то корреляционная матрица суммы помех и шумов равна сумме из корреляционных матриц

$$\underline{\mathbf{R}} = \underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{noise}}.$$

Оптимальная обработка детерминированного сигнала на фоне гауссовских помех заключается в весовом суммировании всех пространственных и временных отсчетов наблюдаемого процесса:

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}},$$

где $\underline{\mathbf{W}}$ – вектор весовых коэффициентов размером $1\times NK$. Оптимальный по критерию максимума отношения сигнал-помеха весовой вектор равен [1]:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \underline{\mathbf{S}}^{\text{H}}\underline{\mathbf{R}}^{-1},$$

где знак $^{\text{H}}$ означает эрмитово сопряжение. Максимальное отношение сигнал-шум на выходе оптимальной обработки равно [1]:

$$\underline{q}_{\max} = \underline{\mathbf{S}}^{\text{H}}\underline{\mathbf{R}}^{-1}\underline{\mathbf{S}}. \qquad (3)$$

Если используется квазиоптимальная весовая обработка, например, с разделением на пространственную и временную обработку, то отношение сигнал-шум и вектор весовых коэффициентов равны:

$$\underline{q}_{\max} = \frac{\underline{\mathbf{W}}_{\text{quasi}}\underline{\mathbf{S}}\underline{\mathbf{S}}^{\text{H}}\underline{\mathbf{W}}_{\text{quasi}}^{\text{H}}}{\underline{\mathbf{W}}_{\text{quasi}}\underline{\mathbf{R}}\underline{\mathbf{W}}_{\text{quasi}}^{\text{H}}}, \qquad (4)$$

где весовые вектора для широкополосной и узкополосной помех равны соответственно

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{quasi}} = \underline{\mathbf{S}}^{\text{H}}\left(\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{noise}}\right)^{-1}, \qquad \underline{\mathbf{W}}_{\text{quasi}} = \underline{\mathbf{S}}^{\text{H}}\left(\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{noise}}\right)^{-1}. \qquad (5)$$

В общем случае корреляция помех может быть различной как во времени, так и по пространству. Например, корреляция во времени широкополосной помехи может быть задана коэффициентом корреляции ее временных отсчетов

$$\underline{r}_{\text{wb t}}\left(k_1, k_2\right) = e^{-\alpha_{\text{wb t}}|k_1-k_2|}, \qquad (6)$$

где $\alpha_{\text{wb t}}$ >1 – коэффициент затухания временной корреляции, k_1 k_2 – номера отсчетов во времени. Аналогичным образом задается коэффициент корреляции узкополосной помехи во времени $\underline{r}_{\text{nb t}}\left(k_1, k_2\right) = e^{-\alpha_{\text{nb t}}|k_1-k_2|}$ (7) с коэффициентом затухания корреляции $\alpha_{\text{nb t}}$ <1. Для описания пространственной корреляции узкополосной помехи используем угловой спектр мощности $p(\alpha, \lambda)$, задающий распределение интенсивности помехи по угловым координатам α, γ. Элементы матрицы пространственной корреляции пространственных отсчетов узкополосной помехи равны

$$\underline{r}_{\text{nb s}}\left(n,m\right) = \int_0^{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} p\left(\alpha, \gamma\right) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\sin\gamma\left[\left(x_m-x_n\right)\cos\alpha+\left(y_m-y_n\right)\sin\alpha\right]} d\gamma d\alpha,\ n,m = 1,\ldots,N\cdot \qquad (8)$$

Рассмотрим обработку сигнала на фоне суммы широкополосной помехи и шума с матрицей корреляции

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}} = \left(\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)\otimes\mathbf{I}.$$

Оптимальный вектор весовой обработки равен:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \underline{\mathbf{S}}^{\text{H}}\left[\left(\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)\otimes\mathbf{I}\right]^{-1} = \left[\underline{\mathbf{V}}_S^{\text{H}}\otimes\underline{\mathbf{s}}_0^{\text{H}}\right]\left[\left(\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)^{-1}\otimes\mathbf{I}\right] =$$

$$= \underline{\mathbf{V}}_S^{\text{H}}\left(\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)^{-1}\otimes\underline{\mathbf{s}}_0^{\text{H}}\mathbf{I} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{wb s}}\otimes\underline{\mathbf{s}}_0^{\text{H}},$$

где $\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb s}} = \underline{\mathbf{V}}_S^{\text{H}}\left(\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)^{-1}$ вектор пространственной обработки. Результат обработки сигнала равен:

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}} = \left(\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb s}}\otimes\underline{\mathbf{s}}_0^{\text{H}}\right)\underline{\mathbf{Y}} = \sum_{k=1}^{K}\underline{s}_{0k}^{*}\sum_{n=1}^{N}\underline{w}_{\text{wb s}\,n}\,\underline{y}_{1+(n-1)K}.$$

Таким образом, обработка сигнала на фоне широкополосной помехи разбивается на пространственную обработку для каждого временного такта и временную обработку, которая в данном случае сводится к весовому суммированию результатов пространственной обработки на каждом временном такте.

Рассмотрим обработку сигнала на фоне суммы узкополосной помехи и шума с матрицей корреляции $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}} = \left(D_{\text{nb}}\mathbf{I} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right) \otimes \frac{1}{D_{\text{nb}} + D_{\text{noise}}}\left(D_{\text{nb}}\mathbf{E} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)$. Оптимальный вектор весовой обработки равен:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \underline{\mathbf{S}}^{\text{H}}\left[\left(D_{\text{nb}}\mathbf{I} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right) \otimes \frac{1}{D_{\text{nb}} + D_{\text{noise}}}\left(D_{\text{nb}}\mathbf{E} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)\right]^{-1} =$$

$$= \left[\underline{\mathbf{V}}_S^{\text{H}} \otimes \underline{\mathbf{s}}_0^{\text{H}}\right] \times \left[\mathbf{I} \otimes \left(D_{\text{nb}}\mathbf{E} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)^{-1}\right].$$

Используя лемму об обращении матриц [1], запишем

$$\left(D_{\text{nb}}\mathbf{E} + D_{\text{noise}}\mathbf{I}\right)^{-1} = \frac{1}{D_{\text{noise}}}\left(q_{\text{nb}}\mathbf{E} + \mathbf{I}\right)^{-1} = \frac{1}{D_{\text{noise}}}\left(\mathbf{I} - \frac{q_{\text{nb}}}{1 + Kq_{\text{nb}}}\mathbf{E}\right),$$

где $q_{\text{nb}} = \frac{D_{\text{nb}}}{D_{\text{noise}}}$ отношение узкополосная помеха-шум.

Подставляя в выражение для оптимального весового вектора, получим

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \left[\underline{\mathbf{V}}_S^{\text{H}} \otimes \underline{\mathbf{s}}_0^{\text{H}}\right] \times \left[\mathbf{I} \otimes \frac{1}{D_{\text{noise}}}\left(\mathbf{I} - \frac{q_{\text{nb}}}{1 + Kq_{\text{nb}}}\mathbf{E}\right)\right] = \underline{\mathbf{V}}_S^{\text{H}} \otimes \underline{\mathbf{W}}_{\text{nb t}},$$

где $\underline{\mathbf{W}}_{\text{nb s}} = \frac{1}{D_{\text{noise}}}\underline{\mathbf{s}}_0^{\text{H}}\left(\mathbf{I} - \frac{q_{\text{nb}}}{1 + Kq_{\text{nb}}}\mathbf{E}\right)$ вектор временной обработки. В результате алгоритм линейно обработки сигнала имеет вид:

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}} = \left(\underline{\mathbf{V}}_S^{\text{H}} \otimes \underline{\mathbf{W}}_{\text{nb t}}\right)\underline{\mathbf{Y}} = \sum_{k=1}^{K} \underline{W}_{\text{nb t}\,k} \sum_{n=1}^{N} \underline{V}_{Sn}^{*}\, \underline{y}_{1+(n-1)K}.$$

Таким образом, обработка сигнала на фоне узкополосной помехи разбивается на пространственную обработку для каждого временного такта, которая фокусирует антенную решетку в направлении на источник сигнала, и временную обработку, которая в данном случае сводится к весовому суммированию результатов пространственной обработки на каждом временном такте.

4. Результаты расчетов

Для определения эффективности квазиоптимального алгоритма проведены расчеты отношения сигнал-помеха от коэффициентов затухания корреляции для числа антенн $N = 4$, элементы расположены равномерно относительно друг от друга на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$, число отчетов по времени $K = 10$ направлении широкополосной помехи $\alpha_{\text{wb}} = 20°$, угловом спектре узкополосной помехи $p(\alpha, \gamma) = \text{const}$.Постоянный во времени полезный детерминированный сигнал $\mathbf{s}_1 = \{1, 1, ..., 1\}$ или знакопеременный во времени сигнал $\mathbf{s}_2 = \{1, -1, 1, ...\}$, располагаются в угловом направлении $\gamma_S = 0°$.

Рассмотрим эффективность обработки при действии только широкополосной помехи. На рис. 2 приведены зависимости отношения сигнал-помеха (3) и (4) при действии только широкополосной помехи от коэффициента затухания временной корреляции узкополосной помехи для оптимального и квазиоптимального алгоритмов: на нижней паре графиков использован сигнал постоянный, на верхней паре графиков использован знакопеременный сигнал. Отношение сигнал-шум $q_S = 0$ дБ, отношение

помеха-шум $q_{wb} = 0$ дБ (рис.2 а) и $q_{\text{wb}} = 10$ дБ (рис. 2 б). Для расчета вессовый вектор квазиоптимального алгоритма используем формулу (5), где $\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}}$ рассчитана по формуле (1).

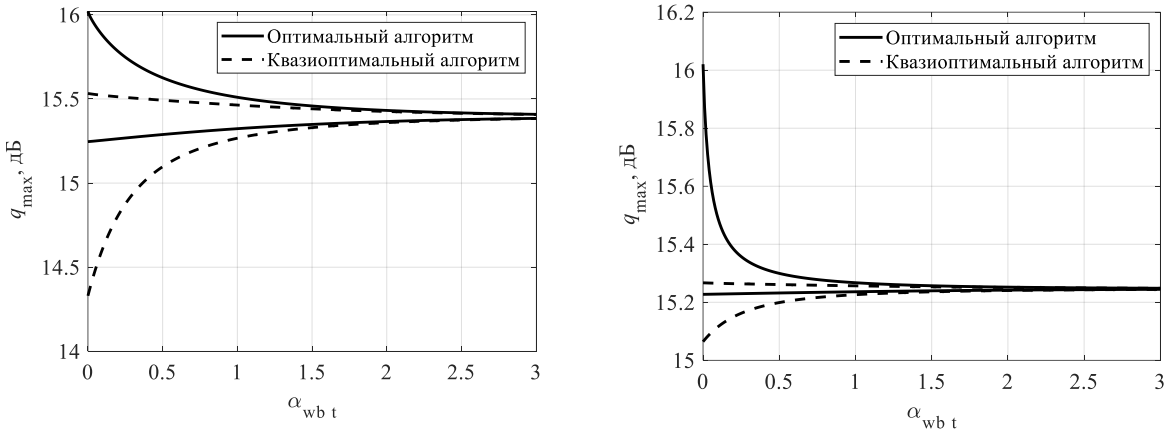


Рис. 2. Отношения сигнал-помеха от коэффициента затухания временной корреляции широкополосной помехи

Аналогично, при действии только узкополосной помехи. На рис. 3 приведены зависимости отношения сигнал-помеха при действии только узкополосной помехи от коэффициента затухания временной корреляции широкополосной помехи для оптимального и квазиоптимального алгоритмов: на нижней паре графиков использован сигнал постоянный, на верхней паре графиков использован знакопеременный сигнал. Отношение сигнал-шум $q_S = 0$ дБ, отношение помеха-шум $q_{\text{nb}} = 0$ дБ (рис.3 а) и $q_{\text{nb}} = 10$ дБ (рис. 3 б). Для расчета вессовый вектор квазиоптимального алгоритма используем формулу (5), где $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}}$ рассчитана по формуле (2).

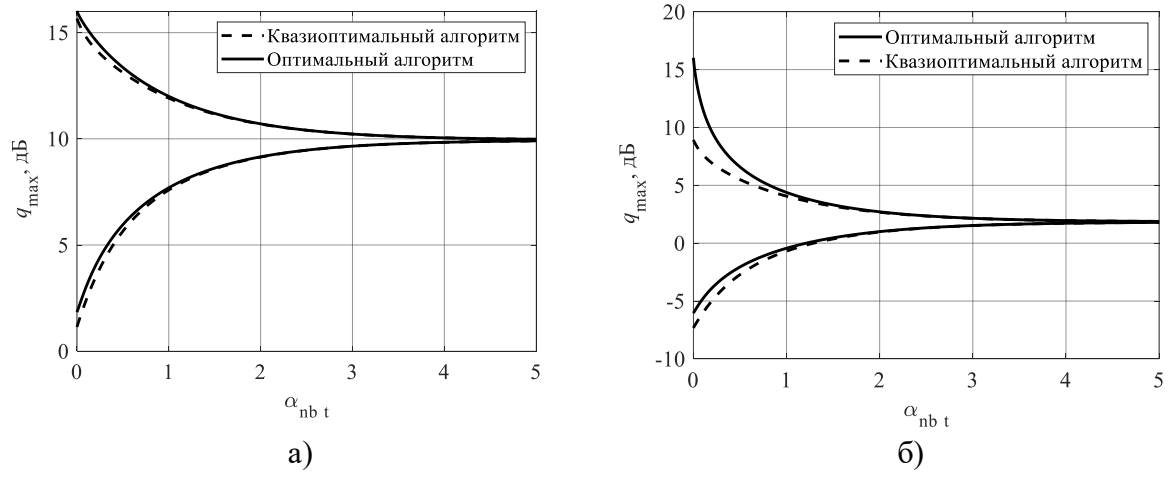


Рис. 3. Отношения сигнал-помеха от коэффициента затухания временной корреляции узкополосной помехи

5. Заключение

Результат анализа позволяют сделать вывод, что применение квазиоптимального алгоритма обработки позволяет значительно уменьшить вычислительные затраты при приемлемых, до 1 дБ потерях в отношении сигнал-помеха. Необходимо отметить, что при действии очень узкополосной помехи $\alpha_{nb\,t} < 1$ потери от применения квазиоптимального алгоритма могут достигать нескольких дБ. Представляет практический интерес рассмотреть взаимное влияние антенн на помехоустойчивость в соответствии с методикой работ [7-9], а также адаптации таких компенсаторов помех, как это проведено в работах [10,11].

6. Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда 24-29-00850, https://rscf.ru/en/project/24-29-00850/ в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

Литература

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Сосулин Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М: Советское радио, 1978. – 320 с.
3. Сосулин Ю. Г. Методы оптимальной обработки сигналов на фоне комплекса помех // Радиотехника и электроника. 1982, Т.27. № 6. – С. 1171-1181.
4. Сосулин Ю. Г., Костров В. В., Паршин Ю. Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.
5. Гусев С. И., Паршин Ю.Н. Алгоритм нелинейной компенсации комплекса помех с использованием оптимальной пространственной структуры радиосистемы // Успехи современной радиоэлектроники, 2014, №. 6. – С. 67-72.
6. Пиза Д. М., Звягинцев Е. А., Мороз Г. В. Метод компенсации активной составляющей комбинированной помехи в когерентно-импульсной РЛС // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника, 2016, №6, Т. 56. – С. 23-29.
7. Паршин Ю. Н., Грачев М. В. Многоэтапная реконфигурируемая обработка сигналов в пространственно распределенной радиосистеме // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, 2019, №. 67. – С. 3-10.
8. Грачев М. В., Паршин Ю. Н. Сравнительный анализ алгоритмов поиска оптимального значения нагрузочных импедансов многоканальных радиосистем с взаимным влиянием // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, 2020, №. 73. – С. 10-18 .
9. Грачев М. В., Паршин Ю.Н. Исследование углового спектра мощности шумов многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов и оптимизации нагрузочных импедансов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, 2022, №82. – С. 3-12.
10. Parshin Yu., Bui Q. V. Spatia, Suppression of Interference Complex using Phase Adaptation Algorithms // 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2023. – Pp. 1-4.
11. Паршин Ю. Н., Буй К. В. Повышение помехоустойчивости радиотехнических систем с помощью модифицированного алгоритма фазового адаптации // Цифровая обработка сигналов, 2023, №2. – С. 44-48.
12.

REFERENCES

1. Monzingo, R. A., Miller, T. W. Adaptive antenna arrays. London: Lawrence Erlbaum, 1987. 1986.
2. Sosulin, Yu. G. Theory of Detection and estimation of stochastic signals. Moscow: Sovetskoye Radio, 1978. – 320 p.
3. Sosulin, Yu. G. Methods of optimal signal processing against the background of interference complex. // Radio engineering and electronics. 1982. T. 27. No.6. – Pp. 1171-1181.
4. Sosulin, Yu. G., Kostrov, V. V., Parshin, Yu. N. Evaluation and correlation signal processing and interference compensation. Moscow: Radiotechnika, 2014.
5. Gusev, S. I., Parshin, Yu. N. Algorithm of nonlinear compensation of the interference complex using the optimal spatial structure of the radio system // Successes of Modern Radio Electronics, 2014, No.6, – Pp. 67-72.
6. Parshin, A., Parshin, Yu. Investigation of efficient receiving of ultra low power signal for IoT application. // 2019 8th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO) Budva, Montenegro, 2019. – Pp. 32-35.
7. Parshin, Yu. N., Grachev, M. V. Multi-stage reconfigurable signal processing in a spatially distributed radio system. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, 2019, No. 67. – Pp. 3-10.
8. 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.
9. Parshin, Yu. N., Grachev, M. V. Study of the angular spectrum of the noise power of a multichannel receiving system with the mutual influence of channels and optimization of load impedances. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, 2022, No. 82. – Pp. 3-12.
10. Parshin, Yu., Bui, Q. V. Spatial suppression of interference complex using phase adaptation algorithms. // 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2023. – Pp. 1-4.
11. Parshin, Yu., Bui, Q. V. Increasing the noise immunity of radio systems using a modified phase adaptation algorithm. // Digital Signal Processing, 2023, No.2, – Pp. 44-48.

МЕТОДИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КОДОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ

Е. Е. Новикова[1]

[1]ФГКОУ ВО «Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого» МО РФ (ВА РВСН), г. Балашиха, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассмотрены возможности по обеспечению электромагнитной совместимости групповых радиоэлектронных объектов. Задачи обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в дуэльной ситуации решаются на основе проведения организационных и технических мероприятий. В качестве организационных мер применяются частотное, на основе выделения конкретной полосы частот функционирования для конкретного радиоэлектронного средства, временное, на основе выделения конкретного временного интервала функционирования конкретного радиоэлектронного средства, и пространственное, на основе территориального расположения конкретного радиоэлектронного средства с учетом физических особенностей распространения электромагнитных волн, в диапазон которых оно функционирует, разнесение работы радиоэлектронных средств. В качестве технических мероприятий применяются такие подходы, как пространственная или поляризационная селекции сигналов, на основе применения направленных и поляризационных свойств антенных систем, а также фильтрация помеховых сигналов, попадающих в побочные каналы приема приемника на основе применения полосовых фильтров. Однако данные подходы неэффективны при рассмотрении совместной работы нескольких групповых подвижных объектов. Задача обеспечения электромагнитной совместимости в данном случае усложняется тем, что электромагнитную совместимость радиоэлектронных средств необходимо обеспечивать не только внутри подвижного группового радиоэлектронного объекта, но и между подвижными групповыми радиоэлектронными объектами. Таким образом, задача обеспечения электромагнитной совместимости в данном случае переходит из класса статических в класс динамических, и описанные выше меры организационного и технического характера становятся малоэффективными. В связи с этим для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, входящих в состав подвижного группового радиоэлектронного объекта предлагается применять подход, основанный на кодовом разделении сигналов. Данный подход позволяет перевести задачу обеспечения электромагнитной совместимости к класс статических и снизить требования к радиоэлектронным средствам в рамках задачи электромагнитной совместимости.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость; групповой радиоэлектронный объект; радиоэлектронное средство; кодовое разделение.

TECHNIQUE FOR ENSURING ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF GROUP RADIOELECTRONIC OBJECTS BASED ON CODE SEPARATION OF SIGNALS

E. E. Novikova[1]

[1]The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great (SRTMA), Balashikha, Russian Federation

Abstract. The article considers the possibilities of ensuring electromagnetic compatibility of group radio-electronic objects. The tasks of ensuring electromagnetic compatibility of radioelectronic devices in a dueling situation are solved on the basis of organizational and technical measures. As organizational measures, frequency, based on the allocation of a specific frequency band of operation for a specific electronic means, temporary, based on the allocation of a specific time interval for the operation of a specific electronic means, and spatial, based on the territorial location of a specific electronic means, taking into account the physical characteristics of the propagation of electromagnetic waves, in the range of which it operates, the separation of the operation of electronic means. As technical measures, approaches such as spatial or polarization signal selection are used, based on the application of directional and polarization properties of antenna systems, as well as filtering of interference signals entering the secondary reception channels of the receiver based on the use of bandpass filters. However, these approaches are ineffective when considering the collaboration of several group moving objects. The task of ensuring electromagnetic compatibility in this case is complicated by the fact that electromagnetic compatibility of radio-electronic means must be ensured not only inside a mobile group radio-electronic object, but also between mobile group radio-electronic objects. Thus, the task of ensuring electromagnetic compatibility in this case passes from the static class to the dynamic class, and the organizational and technical measures described above become ineffective. In this regard, it is proposed to apply an approach based on code separation of signals to ensure electromagnetic compatibility of radio-electronic devices that are part of a mobile group radio-electronic object. This approach makes it possible to transfer the task of ensuring electromagnetic compatibility to a static class and reduce the requirements for radio-electronic means within the framework of the task of electromagnetic compatibility.

Keywords: electromagnetic compatibility; group radio-electronic object; radio-electronic means; code separation.

1. Введение

Проблема обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств остро стоит в местах большого их скопления, то есть на территории, где электромагнитные волны определенного диапазона частот, в котором работают радиоэлектронные средства, распространяются без значительного затухания. Эту проблему пытались решить организационно на основе частотного разнесения функционирования радиоэлектронных средств. Однако данный подход при решении задачи обеспечения электромагнитной совместимости имеет ряд недостатков. Во-первых, в случае большого скопления радиоэлектронных средств частотный ресурс может быть полностью исчерпан. Во-вторых, наличие у радиоэлектронных средств супергетеродинного приемника приводит к появления большого числа побочных каналов излучения и приема, что также ограничивает применение частотного разнесения.

Существует также подход, заключающийся в пространственном и поляризационном разнесении функционирования радиоэлектронных средств, основанный на использовании свойств антенных систем. Однако, когда речь идет о большом скоплении радиоэлектронных средств данный подход является малоэффективным.

Ограничение по времени функционирования радиоэлектронного средства является эффективным только в том случае, когда срочность передачи информации невысокая. В иных случаях данный подход также является малоэффективным.

В связи с вышесказанным можно заключить, что вопрос обеспечения электромагнитной совместимости одиночных радиоэлектронных средств при рассмотрении их в дуэльной ситуации является решенным. Однако вопрос обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в местах их большого скопления остается открытым, а его решение зависит от динамики изменения электромагнитной обстановки в конкретном месте.

2. Теоретическое обоснование методики обеспечения электромагнитной совместимости групповых радиоэлектронных объектов

Групповой радиоэлектронный объект – совокупность разнородных радиоэлектронных средств, расположенных в ограниченном пространстве и выполняющих различные задачи в рамках общей цели. Основной особенностью функционирования группового радиоэлектронного объекта является необходимость одновременного функционирования всех радиоэлектронных средств, входящих в групповой радиоэлектронный объект, с требуемым качеством. Также групповой радиоэлектронный объект взаимодействует с другими групповыми радиоэлектронными объектами. При этом групповой радиоэлектронный объект функционирует в сложной электромагнитной обстановке, обусловленной наличием других разнородных радиоэлектронных средств на данной территории.

Для случая, когда групповой радиоэлектронный объект является подвижным задача обеспечения электромагнитной совместимости значительно усложняется. Сложность заключается в том, что все радиоэлектронные средства, входящие в состав группового радиоэлектронного объекта, не имеют возможности изменять свои эксплуатационные характеристики, за исключением рабочей частоты. Таким образом, при смене пространственного расположения группового радиоэлектронного объекта изменяется электромагнитная обстановка, что диктует необходимость смены каких-либо эксплуатационных характеристик радиоэлектронных средств для обеспечения качественного функционирования группового радиоэлектронного объекта. И такой характеристикой является рабочая частота каждого радиоэлектронного средства, входящего в состав группового радиоэлектронного объекта. Но при смене рабочей частоты хотя бы одного радиоэлектронного средства из состава группового радиоэлектронного объекта возникает необходимость смены рабочих частот других радиоэлектронных средств объекта. Это связано с изменением побочных каналов приема и передачи супергетеродинного приемника, которыми обеспечены все современные радиоэлектронные средства. Смена рабочих частот радиоэлектронных средств внутри объекта приводит к изменению электромагнитной обстановки и смене рабочих частот внутри других групповых радиоэлектронных объектов. И такая процедура должна повторяться при каждой смене местоположения подвижного группового радиоэлектронного объекта. Недостатком подхода перераспределения частот внутри группового радиоэлектронного объекта для качественного взаимодействия с другими групповыми радиоэлектронными объектами заключается в сложности синхронизации смены частот и необходимости постоянной оценки электромагнитной обстановки в конкретной местности.

Существуют также подходы, заключающиеся в пространственном и поляризационном разделении радиоэлектронных средств, основанные на свойствах антенных систем. Однако в составе подвижного группового радиоэлектронного объекта, как правило, включены радиоэлектронные средства со всенаправленными антеннами горизонтальной или вертикальной поляризации, что ограничивает возможности применения методов пространственной и поляризационной селекции сигналов.

Также возможен подход с регламентацией работы радиоэлектронных средств по времени. Однако это возможно только для радиоэлектронных средств с низким уровнем оперативности.

В связи с вышесказанным традиционные подходы к обеспечению электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств не всегда являются эффективными для групповых радиоэлектронных объектов, находящихся в сложной сигнально-помеховой обстановке. Однако ряд авторов [1-4] считает, что для обеспечения электромагнитной совместимости подвижных групповых радиоэлектронных объектов возможно применение традиционных подходов, которые должны лежать в основе специального программного обеспечения, позволяющего рассчитать требуемые параметры работы радиоэлектронных средств. При этом не совсем понятно, как будет учитываться электромагнитная обстановка на конкретной территории и как будет синхронизироваться работа по смене этих параметров.

Одним из перспективных направлений для обеспечения электромагнитной совместимости подвижных групповых радиоэлектронных объектов является применение методов сигнальной селекции, основанных на кодовом разделении. Данный подход позволяет минимизировать необходимость смены эксплуатационных параметров радиоэлектронных средств при смене местонахождения группового радиоэлектронного объекта и обеспечить автоматическую синхронизацию работы аппаратуры.

3. Описание методики обеспечения электромагнитной совместимости групповых радиоэлектронных объектов

Для обеспечения электромагнитной совместимости групповых радиоэлектронных объектов необходимо каждому радиоэлектронному средству, входящему в состав объекта, присвоить две опознавательные группы. Первая группа будет представлять собой сигнальный вектор из множества ортогональных сигнальных векторов, который будет символизировать принадлежность данного радиоэлектронного средства конкретному групповому радиоэлектронному объекту. Вторая опознавательная группа, следующая за первой, будет представлять собой часть составной кодовой конструкции. Вторая часть этой составной кодовой конструкции будет находиться на другом или других радиоэлектронных средствах, с которыми будет организована связь. При этом на начальном этапе все радиоэлектронные средства группового радиоэлектронного объекта должны быть разнесены по частоте таким образом, чтобы нигде не совпадали основные каналы передачи с основными и побочными каналами приема.

Реализация методики осуществляется следующим образом:

1. Для каждой пары взаимодействующих радиоэлектронных средств из состава групповых радиоэлектронных объектов назначаются рабочие частоты с учетом территориального расположения и электромагнитной обстановки.

2. Назначенные рабочие частоты не должны совпадать с побочными каналами приема ни одного радиоэлектронного средства из состава группового радиоэлектронного объекта.

3. Каждому групповому радиоэлектронному объекту присваивается опознавательная группа, представляющая собой сигнальный вектор из множества ортогональных сигнальных векторов.

4. Каждой паре взаимодействующих радиоэлектронных средств из состава групповых радиоэлектронных объектов присваивается опознавательная группа, представляющая собой часть составной кодовой конструкции.

Организация взаимодействия между групповыми радиоэлектронными объектами осуществляется следующим образом:

1. Радиоэлектронное средство, входящее в состав первого группового радиоэлектронного объекта на заранее назначенной рабочей частоте, передает сигнал, содержащий первую и вторую опознавательные группы, на радиоэлектронное средство второго группового радиоэлектронного объекта.

2. В приемнике второго радиоэлектронного средства производится умножение на сигнальный вектор первой опознавательной группы. Если результат умножения ≈1, то приемник переходит к сравнению второй опознавательной группы на основе корреляционной обработки составной кодовой конструкции. Если результат умножения равен 0, то сигнал отбраковывается. Это говорит о том, что с данным групповым радиоэлектронным объектом взаимодействие не обеспечивается. Если результат умножения много больше 1, то сигнал также отбраковывается, как сигнал от сторонних не участвующих в обмене радиоэлектронных средств.

3. При корреляционной обработке второй опознавательной группы сначала находятся взаимнокорреляционные функции каждой кодовой последовательности из состава составной кодой конструкции, а затем взаимнокорреляционные функции суммируются. При этом если главный пик суммарной корреляционной функции равен суммарной разрядности составной кодовой конструкции, то сигнал принимается, если нет, то сигнал отбраковывается, как сигнал, принадлежащий другому радиоэлектронному средству из состава группового радиоэлектронного объекта.

4. При смене местоположения группового радиоэлектронного объекта и изменении электромагнитной обстановки порядок взаимодействия между групповыми радиоэлектронными объектами не изменяется.

5. В случае необходимости организации связи с другим радиоэлектронным объектом в приемник всех радиоэлектронных средств вносится его опознавательная группа. Далее вносится вторая опознавательная группа для каждой пары взаимодействующих радиоэлектронных средств. При этом все групповые радиоэлектронные объекты функционируют на одинаковых частотах.

4. Заключение

Таким образом на основе разработанной методики обеспечения электромагнитной совместимости подвижных групповых радиоэлектронных объектов возможно обеспечить взаимодействие между радиоэлектронными средствами с требуемым качеством. При этом на электромагнитную совместимость не влияет территориальное расположение групповых радиоэлектронных объектов и электромагнитная обстановка на конкретной территории, что позволяет без изменения эксплуатационных параметров радиоэлектронных средств обеспечить их взаимодействие с требуемым качеством.

При этом остаются однозначно нерешенными вопросы выбора множества ортогональных сигнальных векторов для задания первой опознавательной группы и правила формирования составной кодовой конструкции для задания второй опознавательной группы.

Литература

1. Феоктистов Ю.А., Матасов В.В., Башурин Л.И., Селезнев В.И. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.
2. Кочин Л.Б., Смирнов В.В., Страхов С.Ю. Неумышленные помехи и электромагнитная совместимость. СПб.: Балт. гос. техн. ун-т., 2018. – 110 с.
3. Стукалов С.Б. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем. Воронеж: ООО «МИР», 2019. – 64 с.

4. Газизов Т.Р. Основы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. Томск: Изд-во Томск. гос. Ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2022. – 138 с.

REFERENCES

1. Feoktistov Yu.A., Matasov V.V., Bashurin L.I., Seleznev V.I. Theory and methods of evaluating electromagnetic compatibility of radioelectronic devices. M.: Radio and Communications, 1988. – 216 p.
2. Kochin L.B., Smirnov V.V., Strakhov S.Yu. Unintentional interference and electromagnetic compatibility. St. Petersburg: Baltic State Technical University. Univ., 2018. – 110 p.
3. Stukalov S.B. Electromagnetic compatibility of radioelectronic systems. Voronezh: MIR LLC, 2019. – 64 p.
4. Gazizov T.R. Fundamentals of electromagnetic compatibility of radioelectronic devices. Tomsk: Tomsk State Publishing House. University of Control Systems and Radio Electronics, 2022. – 138 p.

НЕИРОСЕТЕВОИ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ ПО ДАЛЬНОСТИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

Э. А. Кирсанов[1]

[1]ВУНЦ ВВС « ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается нейросетевой алгоритм вычисления координат источника радиоизлучения разностно-дальномерной многопозиционной радиосистемой с учетом ограничений по дальности прямой видимости при произвольном числе приемных пунктов. Проводятся результаты оценивания эффективности нейросетевого алгоритма для случаев подачи на его вход минимального и избыточного состава вектора измеренных задержек.

Ключевые слова: вычисление координат, дальность прямой видимости, многопозиционная радиосистема, нейросетевой алгоритм.

NEURAL NETWORK ALGORITHM FOR ESTIMATING THE COORDINATES OF RADIO EMISSION SOURCE BY DIFFERENCE-RANGEFINDER MULTI-POSITION RADIO SYSTEM, TAKING INTO ACCOUNT RESTRICTIONS ON THE LINE-OF-SIGHT RANGE

E. A. Kirsanov[1]

[1]MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. We consider a neural network algorithm for calculating the coordinates of a radio emission source by a difference-rangefinder multi-position radio system, taking into account restrictions on the line-of-sight range for an arbitrary number of receiving points. The results of evaluating the effectiveness of the neural network algorithm are presented for the cases when a minimum and redundant composition of the vector of measured delays is supplied to its input.

Keywords: calculation of coordinates, line of sight range, multi-position radio system, neural network algorithm.

1. Введение

При синтезе нейросетевых алгоритмов вычисления координат источника радиоизлучения (ИРИ) необходимо задавать зону ответственности (ЗО) многопозиционной радиосистемы (МРС), для которой генерируется обучающий набор пар «зашумленный вход измеренных с ошибками векторов параметров положения – желаемый выход векторов истинных координат ИРИ». Для МРС УКВ-диапазона в качестве ЗО можно рассматривать зону прямой видимости (ЗПВ). В [1, 2] рассматривались нейросетевые алгоритмы определения координат ИРИ с учетом ограничений по дальности прямой видимости для угломерной системы местоопределения.

Нейросетевые алгоритмы вычисления координат ИРИ для разностно-дальномерной системы рассматривались в [3, 4] для расположенной выше приемных пунктов (ПП) МРС прямоугольной ЗО, исключающей возможную неоднозначность

оценок координат ИРИ. При этом в рассматриваемых в [3, 4] нейросетевых алгоритмах вычисления координат ИРИ для разностно-дальномерной МРС предусматривалось использование вектора измеренных задержек минимального состава, размерность которого на единицу меньше количества ПП МРС. В [5, 6] исследовалась возможность использования для вычисления координат ИРИ в разностно-дальномерной МРС избыточного состава вектора всевозможных линейно-зависимых задержек. В [5] была показана возможность преодоления негативного влияния пропусков наблюдений и аномальных ошибок измерения за счет обработки многократных измерений избыточного вектора задержек. В [6] утверждается, что и при однократных измерениях использование избыточного вектора задержек позволяет повысить точность определения местоположения по сравнению со случаем минимального состава вектора измеренных задержек.

Поэтому представляет интерес сравнительный анализ нейросетевого алгоритма вычисления координат ИРИ разностно-дальномерной МРС с учетом ограничений по дальности прямой видимости при минимальном и избыточном составе вектора задержек.

Цель работы – исследование нейросетевого алгоритма вычисления координат источника радиоизлучения разностно-дальномерной многопозиционной радиосистемой с учетом ограничений по дальности прямой видимости для случаев подачи на его вход минимального и избыточного состава вектора измеренных задержек.

2. Постановка и решение задачи

Ограничимся рассмотрением задачи местоопределения на плоскости. Пусть заданы координаты ПП $\mathbf{x}_{P_i} = (X_{P_i}, Y_{P_i})^T$, $1 \le i \le N$ и среднеквадратичная ошибка (СКО) измерения времени задержки σ_τ. Зона прямой видимости системы местоопределения определяется как множество точек с координатами $\mathbf{x} = (X, Y)^T$, расстояние от которых до всех ПП не превышает дальности прямой видимости R_{pw}, то есть $D = \{(X,Y) | \sqrt{(X - X_{P_i})^2 + (Y - Y_{P_i})^2} \le R_{pw}, 1 \le i \le N\}$.

Построение нейросетевого алгоритма вычисления координат неподвижного ИРИ по однократно измеряемым задержкам заключается в выборе архитектуры НС, формировании обучающего множества и ее обучении. Общая структура нейросетевых алгоритмов вычисления координат ИРИ может быть получена на основе наиболее часто используемой многослойной сети с прямыми связями и нелинейными активационными функциями нейронов скрытых слоев [1]. Любая функция многих переменных может быть аппроксимирована многослойной нейронной сетью такого типа.

Архитектура НС определяется количеством слоев и их размерностью. Будем строить НС на основе трехслойной сети, что обычно обеспечивает упрощенный характер обучения НС и, в то же время, достаточно для решения любой нелинейной задачи. Первый и второй слои НС содержат по двадцать нейронов с нелинейными активационными функциями. Активационные функции нейронов выходного слоя выбираются линейными, что позволяет обойтись без масштабирования выходов. Архитектура НС, использующей вектор измеренных задержек минимального состава, представлена на рис. 1, где каждой связи между входами и нейронами, а также нейронами скрытых слоев приписывается определенный вес (на рисунке веса не показаны).

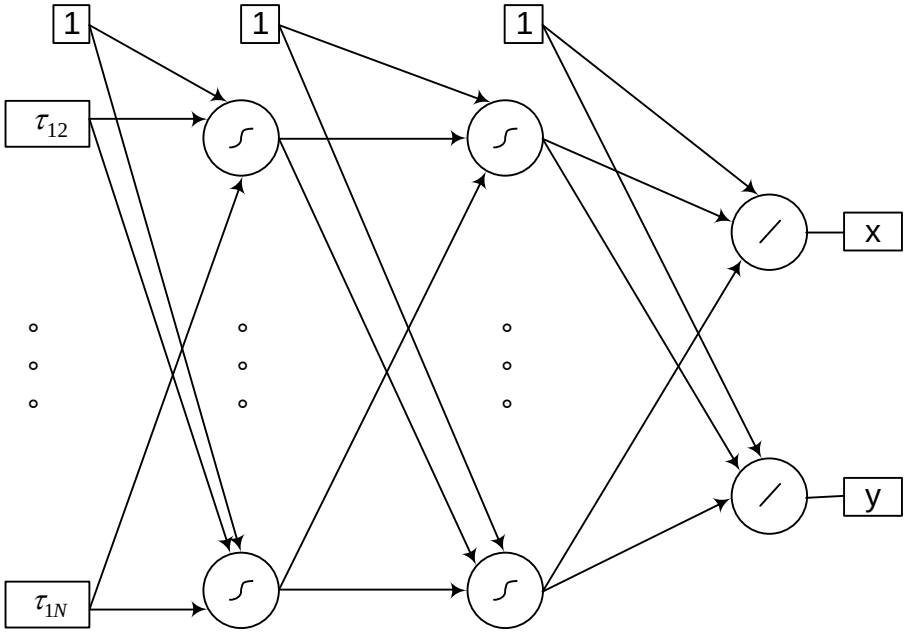


Рис. 1. Архитектура нейронной сети, реализующей алгоритм оценивания координат

Формирование обучающей выборки сети проводится по следующей методике. Регулярно или случайно формируется заданное количество точек из области D, затем для каждой такой точки при фиксированном значении СКО измерения времени задержки в соответствии с методом имитационного моделирования формируются измеренные значения задержек τ_{1i}, $2 \le i \le N$. При этом размерность входного слоя будет равна $N-1$, то есть на единицу меньше значения числа ПП. При использовании избыточного состава вектора всевозможных задержек τ_{ij}, $1 \le i < N$, $1 < i \le N$ размерность входного слоя НС будет равна $(N-1)N/2$. Выходом НС является вектор координат ИРИ на плоскости, поэтому размерность выходного слоя равна двум. По сформированным таким образом наборам «вход-выход» осуществляется обучение НС, целью которого является нахождение такого набора весовых коэффициентов сети, при котором обеспечивается требуемая погрешность вычисления координат по обучающей выборке.

Скрытые слои имеют сигмоидальную функцию активации. Для выходного слоя она выбирается линейной. Обучение НС осуществлялось на основе квази–Ньютоновского метода Бройдена — Флетчера — Гольдфарба — Шанно BFGS.

3. Результаты моделирования

Для оценивания эффективности рассмотренных алгоритмов проводилось статистическое моделирование результатов работы разностно-дальномерной МРС, ПП которой размещались равномерно на полуокружности радиусом 5 км. Значение дальности прямой видимости задавалось равным $R_{pw} = 25$ км. Обучающая и контрольная целевые выборки НС объемом соответственно $N_{ow} = 100000$ и $N_{kw} = 100000$ формировалась при генерации координат ИРИ по равномерному закону внутри ЗПВ. В качестве показателя эффективности использовалась усредненная по ЗПВ среднеквадратичная ошибка места r. Программная реализация нейросетевого алгоритма осуществлялась в системе компьютерной математики Matlab.

На рис. 2 приведены зависимости среднеквадратичной ошибки места от СКО измерения времени задержки для минимального (а) и избыточного (б) состава вектора задержек, соответствующие количеству ПП МРС $N = 3$, $N = 4$ и $N = 5$.

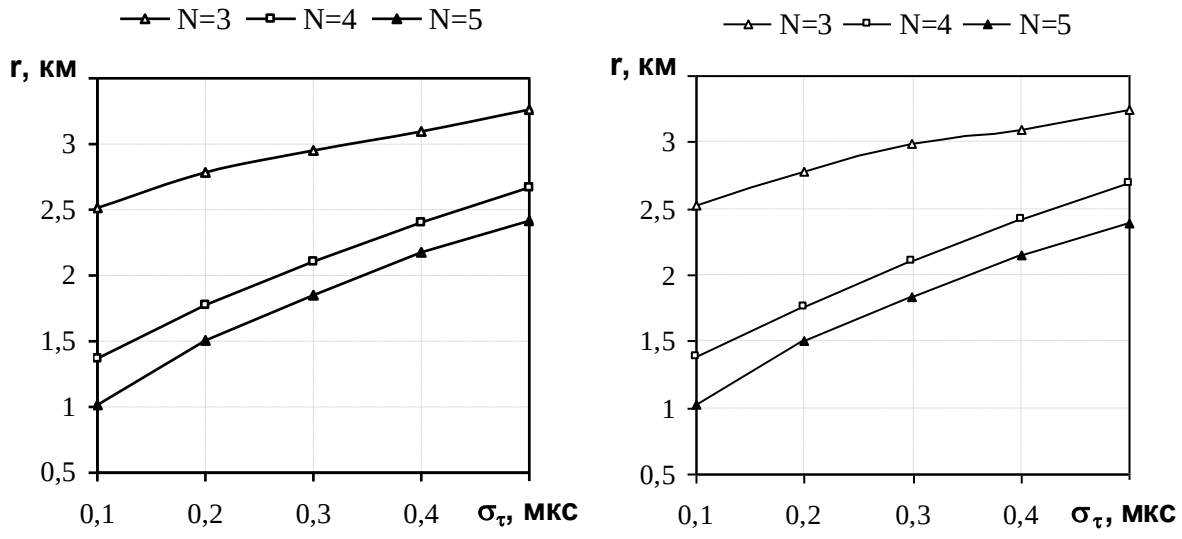


Рис. 2. Зависимости среднеквадратичной ошибки места от СКО измерения времени задержки

Анализ приведенных зависимостей свидетельствует о том, что с увеличением количества ПП среднеквадратичная ошибка места уменьшается. Подача на вход НС избыточного состава вектора задержек (б) не приводит к ощутимому повышению точности местоопределения по сравнению со случаем использования минимального состава вектора задержек (а).

На рис. 3 - 5 приведен пример решения задачи местоопределения на основе НС для разностно-дальномерной МРС с количеством ПП соответственно $N=3$, $N=4$ и $N=5$ при значении ошибки измерения времени задержки $\sigma_\tau = 0{,}5$ мкс, размещении истинного ИРИ в точке с координатами $(5{,}15)$ и объеме контрольной выборки НС $N_{kw} = 100$. На указанных рисунках ПП показаны красными кружками, граница ЗПВ – синей линией, оценки координат – желтыми точками, а истинное местоположение ИРИ – черным крестиком.

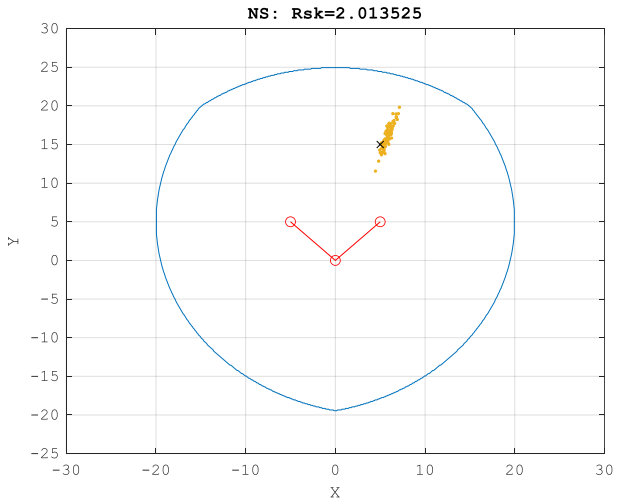


Рис. 3. Пример решения задачи местоопределения на основе НС для разностно-дальномерной МРС с количеством ПП $N=3$

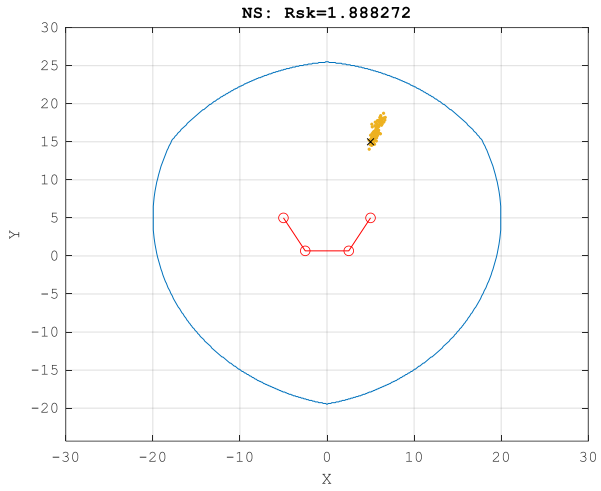


Рис. 4. Пример решения задачи местоопределения на основе НС для разностно-дальномерной МРС с количеством ПП $N = 4$

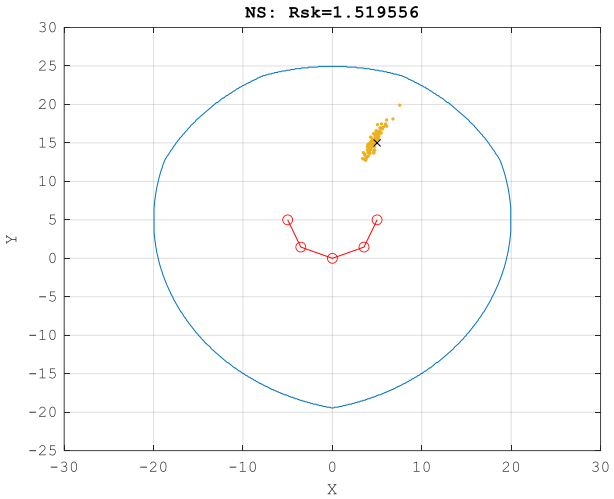


Рис. 5. Пример решения задачи местоопределения на основе НС для разностно-дальномерной МРС с количеством ПП $N = 5$

4. Заключение

Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что использование в нейросетевом алгоритме вычисления координат источника радиоизлучения разностно-дальномерной многопозиционной радиосистемой с учетом ограничений по дальности прямой видимости избыточного состава вектора задержек не приводит к ощутимому повышению точности местоопределения по сравнению со случаем использования минимального состава вектора задержек.

Литература

1. Кирсанов Э.А., Фомин А.Н., Дауренбеков Д.М. Нейросетевой алгоритм определения координат источника радиоизлучения с учетом ограничений по дальности прямой видимости // Информатика: проблемы, методология, технологии: материалы XII Международной научно-методической конференции. В 2 – х томах. Т 1. (г. Воронеж, 9-10 февраля 2012 г.) – Воронеж: ВГУ, 2012. - С. 272 – 273.
2. Кирсанов Э.А., Ларионов Д.А. Программная реализация нейросетевого алгоритма вычисления координат источника радиоизлучения с учетом ограничений по дальности прямой видимости с использованием библиотеки alglib // Информатика:

проблемы, методы, технологии: сборник материалов XXI Международной научно-методической конференции / под редакцией А.А. Зацаринного, Д.Н. Борисова; Воронеж, Воронежский государственный университет, 11-12 февраля 2021 г. – Воронеж: ООО «ВЭЛБОРН». – С. 747 – 755.
3. Афанасьев В.И., Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Нейросетевые и статистически оптимальные алгоритмы оценки координат источников радиоизлучения в многопозиционных радиосистемах // Радиотехника, 2003, № 10. – С. 87 – 91.
4. Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. – М.: ФИЗМАТЛИТ. 2012. – 344 с.
5. Афанасьев В.И., Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Робастное оценивание координат источника радиоизлучения в многопозиционной разностно-дальномерной системе при пропусках сигналов и аномальных ошибках измерения взаимных задержек // Радиотехника, 2001, № 6. – С. 58 – 63.
6. Варгаузин В.А., Николаев Д.И. Алгоритм пассивной радиолокации повышенной точности // Информатика, телекоммуникации и управление, 2021, Т. 14, № 1. – С. 43–49.

REFERENCES

1. Kirsanov E.A., Fomin A.N., Daurenbekov D.M. Neural network algorithm for determining the coordinates of a radio emission source, taking into account restrictions on the line of sight range // Informatics: problems, methodology, technologies: materials of the XII International Scientific and Methodological Conference. In 2 volumes. T 1. (Voronezh, February 9-10, 2012) - Voronezh: VSU, 2012. - P. 272 – 273.
2. Kirsanov E.A., Larionov D.A. Software implementation of a neural network algorithm for calculating the coordinates of a radio emission source, taking into account restrictions on the line of sight range using the alglib library // Informatics: problems, methods, technologies: collection of materials of the XXI International Scientific and Methodological Conference / edited by A.A. Zatsarinny, D.N. Borisova; Voronezh, Voronezh State University, February 11-12, 2021 - Voronezh: WELBORN LLC. – pp. 747 – 755.
3. Afanasyev V.I., Kirsanov E.A., Sirota A.A. Neural network and statistically optimal algorithms for estimating the coordinates of radio emission sources in multi-position radio systems // Radio engineering, 2003, No. 10. – P. 87 – 91.
4. Kirsanov E.A., Sirota A.A. Information processing in spatially distributed radio monitoring systems: statistical and neural network approaches. – M.: FIZMATLIT. 2012. – 344 p.
5. Afanasyev V.I., Kirsanov E.A., Sirota A.A. Robust estimation of the coordinates of a radio emission source in a multi-position difference-rangefinder system with missed signals and anomalous errors in measuring mutual delays // Radio engineering, 2001, No. 6. – P. 58 – 63.
6. Vargauzin V.A., Nikolaev D.I. High precision passive radar algorithm // Computing, Telecommunications and Control, 2021, Vol. 14, No. 1. – Pp. 43–49.

ОБЗОР СПОСОБОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСТРОЙСТВ С ЭЛЕКТРОПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧАСТОТОЙ 50/60 ГЦ НАПРЯЖЕНИЕМ 380 В

А. В. Луканов[1], Т.Ф. Чаусова[1], И. А. Зиборов[1]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Представлен обзор способов обеспечения электромагнитной совместимости при проектировании кондиционера воздуха, работающего в составе узла связи.

Ключевые слова: кондиционер, электромагнитная совместимость, помехи

OVERVIEW OF METHODS FOR PROVIDING EMC WHEN DESIGNING DEVICES WITH POWER SUPPLY FROM AC MAINS WITH A FREQUENCY OF 50/60 HZ AND A VOLTAGE OF 380 V

A.V.Lukanov[1], T.F.Chausova[1], I.A.Ziborov[1]

[1]JSC «CONCERN «SOZVEZDIE», Voronezh, Russia

Abstract. An overview of methods for ensuring electromagnetic compatibility when designing an air conditioner operating as part of a communication center is presented.

Key words: air conditioner, electromagnetic compatibility, interference

1. Введение

В современных условиях неотъемлемой частью подвижного агрегата связи становится кондиционер воздуха. Его основная функция - организация комфортных условий работы персонала или обеспечение штатного функционирования аппаратуры. При этом, как и другие устройства, кондиционер должен соответствовать требованиям, предъявляемым по электромагнитной совместимости (ЭМС) между изделиями.

В качестве электромагнитной помехи можно рассматривать любое нежелательное воздействие электромагнитных полей. В зависимости от среды распространения электромагнитные помехи делятся на индуктивные и кондуктивные. Индуктивными называются помехи, распространяющиеся в виде электромагнитных полей. Кондуктивные представляют собой токи, текущие по проводящим конструкциям и земле. Как правило, реальный процесс возникновения помехи представляет собой комбинацию этих типов. Электромагнитное поле создаёт наводки в проводниках, те в свою очередь сами могут создавать поля, влияющие на окружающие проводники.[1]

Также помехи можно разделить на узкополосные и широкополосные. К первым относятся помехи от систем связи. Широкополосные помехи проявляются в виде отдельных импульсов или их последовательности. Типичными широкополосными помехами являются помехи, создаваемые при работе импульсного блока питания, а также импульсы, возникающие при коммутации элементов.

Кондиционер не является приемопередающим устройством, поэтому помехи, которые он может создавать в системе связи, имеют преимущественно широкополосный характер.

2. Структура кондиционера

Нами был разработан кондиционер, питание которого осуществляется от сети переменного тока напряжением 380 В частотой 50 Гц. Структурная схема изделия представлена на рисунке 1.

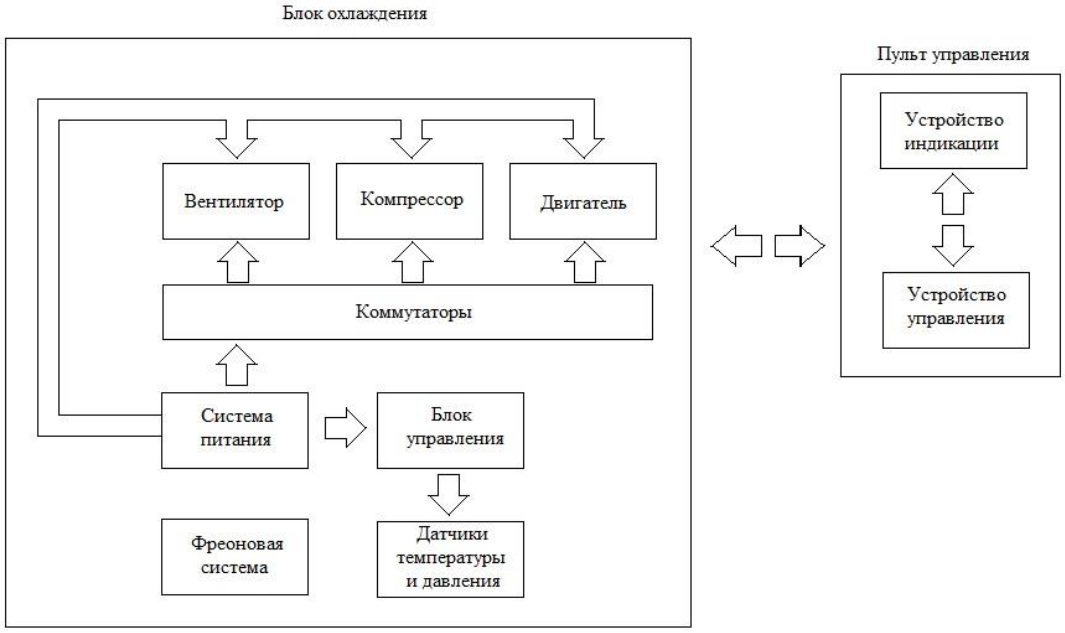


Рис. 1. Структура кондиционера

Основными узлами в составе кондиционера, генерирующими помехи являются:

- двигатели – вентилятор, компрессор и асинхронный двигатель;
- контакторы, обеспечивающие коммутацию высоковольтной части оборудования;
- система питания.

Рассмотрим способы конструирования изделия, позволяющие эффективно подавить генерируемые электромагнитные шумы.

3. Выбор элементов структуры кондиционера с точки зрения ЭМС

Двигатель обеспечивает вращение крыльчатки вентилятора, который охлаждает испаритель кондиционера. Компрессор отвечает за циркуляцию хладогента по холодильному контуру. Вентилятор обеспечивает подачу охлажденного воздуха в рабочий объем. Как известно, двигатели бывают постоянного и переменного тока. Двигатели постоянного тока делятся по способу формирования магнитного поля на роторе: коллекторные и бесколлекторные. Частью двигателя коллекторного типа являются скользящие контакты – щётки. Этот узел - место возникновения в результате трения широкополосных импульсных радиопомех, аналогичных помехам любой искрящей цепи. Для двигателей с графитовыми щётками они сильнее, для двигателей со щётками из благородных металлов они слабее. Частота этих помех зависит от частоты вращения двигателя. Для работы бесколлекторного двигателя требуется микроконтроллер, который генерирует ШИМ-сигналы, управляющие электрическим током в обмотках. Чем круче фронт сигнала, тем шире его спектр. Как следствие, ШИМ-сигналы представляют собой широкополосную помеху.

Двигатели переменного тока бывают синхронные и асинхронные. Для синхронного двигателя характерно наличие щёточно-коллекторного узла, что, как уже говорилось, приводит к возникновению помех. Асинхронный двигатель не создаёт помех. Его основным недостатком является большой пусковой ток. Поскольку питание

изделия происходит от сети трёхфазного переменного тока, более обоснованным является применение асинхронных трехфазных двигателей переменного тока. В качестве вентилятора также была выбрана модель бесщёточного типа. Пусковой ток двигателя укладывался в заданные, согласно техническому заданию, значения. Проблема ограничения суммарного пускового тока изделия была решена путём разнесения во времени моментов коммутации двигателя, вентилятора и компрессора.

В состав кондиционера входят контакторы типа КНЕ230У, обеспечивающие подачу напряжения питания. Обмотка контактора представляет собой индуктивную нагрузку для коммутирующего его транзистора. Индуктивность в момент прерывания тока вызывает генерацию высокого напряжения, а также дуговой разряд. Другой проблемой, связанной с коммутацией, является дребезг. После того как контакты соприкоснуться, они могут опять разомкнуться на короткое время. С точки зрения уменьшения помех желательно обеспечить как можно большее подавление переходных процессов при коммутации. К тому же необходимо защитить транзистор от напряжения пробоя. Одним из способов защиты является установка полупроводникового диода параллельно обмотке реле. Данная схема эффективно обеспечивает подавление напряжения переходного процесса [1].

Импульсные AC/DC- и DC/DC преобразователи по своей природе генерируют значительные уровни кондуктивных и излучаемых помех. И если эти шумы не будут подавлены и отфильтрованы максимально близко к их источнику, они могут сказаться на всем изделии в целом, значительно увеличив сложность решения проблемы ЭМС [2].

Для исключения помех по цепям высоковольтного питания были использованы фильтры серии B84144 фирмы TDK. Их амплитудо-частотная характеристика при различных режимах включения приведена на рисунке 2.

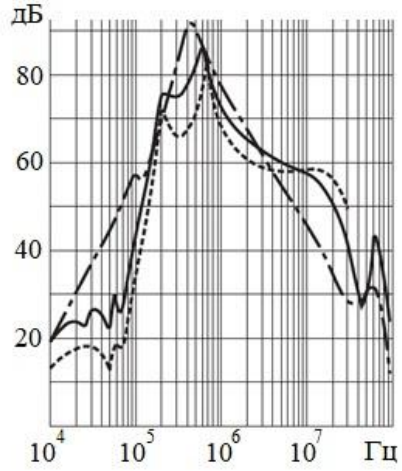


Рис. 2. Амплитудо-частотная характеристика фильтра TDK

В системе питания применяются преобразователь из переменного тока в постоянный серии МАА, а также импульсные источники питания серии МДМ производства «АЕДОН». Для обеспечения дополнительной фильтрации на выходе модуля МАА установлен фильтр МРМ с амплитудо-частотной характеристикой, представленной на рисунке 3.

Было уделено пристальное внимание снижению кондуктивных помех. С этой целью входные и выходные цепи фильтров, цепи, питающие высоковольтную часть изделия и систему управления, были разнесены в пространстве и заключены в экраны. Различные датчики расположены в экспериментально подобранных местах, где воздействие помех минимально.

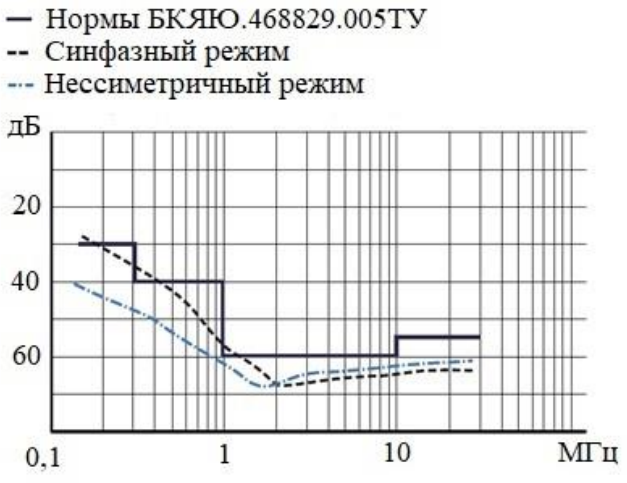


Рис.3. Амплитудо-частотная характеристика фильтра МРМ

Модули питания и фильтрации размещены во фрезерованном блоке, внутренняя поверхность которого покрыта проводящим Н12.Кд12.хр. Такая конструкция является экраном для электрических и магнитных полей.

Особое внимание уделялось компоновке и трассировке платы управления на которой размещены импульсные блоки питания, схема измерения аналоговых сигналов, цепи управления коммутаторами. Трассировка платы представлена на рисунке 4.

До и после каждого блока питания расположены цепочки фильтрующих конденсаторов ёмкостью от 100 пФ до 10 мкФ. У каждого вывода питания микросхемы также расположены фильтрующие конденсаторы. Рекомендуется использовать набор из нескольких конденсаторов, поскольку максимальная частота, на которой конденсатор эффективно работает, ограничена его собственной индуктивностью. Электролитические конденсаторы имеют наибольшую емкость, однако являются низкочастотными, и их следует применять до частот не свыше 25 кГц. Параллельно электролитическому конденсатору можно включать керамический конденсатор малой емкости с малой индуктивностью для обеспечения эффективного подавления помех на высоких частотах.

Входные и выходные цепи источников питания разнесены в пространстве. Компоненты сгруппированы по функционалу: область питания, цифровая область, аналоговая область, область интеллектуальных ключей.

Земляной слой представляет собой отдельные полигоны для цифровой и силовой, соединённые одной перемычкой. Цепи, подводимые к аналоговой части схемы, разнесены в слоях с другими цепями для исключения влияния перекрёстных наводок.

Плата расположена над металлической пластиной и накрыта сверху металлическим экраном.

Также возможен подход к построению системы питания без применения импульсных источников. В таком случае можно рекомендовать в качестве преобразователей переменного тока в постоянный использовать трансформаторы в совокупности с мостом Ларионова. Для получения пониженного постоянного напряжения возможно построение схемы на компенсационном стабилизаторе с обязательным применением цепочек фильтрующих конденсаторов различной ёмкости. Подобный подход обладает меньшим КПД по сравнению с импульсными источниками питания, но при малых токах потребления вполне эффективен.

Устройство в целом также нуждается в тщательном экранировании с помощью металлических корпусов-экранов. Элементы каркаса и съемные элементы корпуса должны быть очищены от декоративной или антикоррозионной окраски в местах их

стыковки, а должны подсоединяться металлизирующими проводниками или конструкциями. Поверхности стыковки залужены для обеспечения лучшего контакта. Крепление панелей к каркасу осуществляется винтами с интервалом не более 20 см. Цепи заземления выполнены максимально короткими.

4. Заключение

Кондиционер прошел испытания на электромагнитную совместимость как самостоятельно, так и в составе узла связи. Это демонстрирует, что только комплексный подход к подавлению помех на каждом этапе проектирования позволяет изделию выполнять требования по обеспечению им электромагнитной совместимости.

Литература:

1. Г. Отт. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. Мир, 1979 г., 318 с.
2. Воробьёв С. Характеристик электромагнитных помех в системе электропитания и методы борьбы с ними. // Силовая электроника, 2016, № 4. - С. 40-44.

References

1. G. Ott. Methods for suppressing noise and interference in electronic systems. – Mir, 1979, 318 p.
2. Vorobyov S. Characteristics of electromagnetic influences in the power supply system and methods of combating them. // Power Electronics, 2016, No. 4. - pp. 40-44.

ОПТИЧЕСКИ ПРОЗРАЧНЫЕ ЭКРАНЫ СВЧ ДИАПАЗОНА С ШИРОКОПОЛОСНЫМ ЭФФЕКТОМ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ ПОМОЩИ САМООРГАНИЗАЦИИ

А. С. Воронин[1,2], Ю. В. Фадеев[2], И.В. Говорун[3], М.О. Макеев[1], И.А. Дамарацкий[1], П.А. Михалёв[1], С.В. Хартов[2]

[1]МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия
[2]ФИЦ КНЦ СО РАН, Красноярск, Россия
[3]Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Красноярск, Россия

Аннотация. В работе исследованы радиоэкранирующие свойства серебряных микросетчатых прозрачных проводящих покрытий (Ag МППП) с нерегулярной структурой, полученных при помощи самоорганизованного шаблона. Измерения проводились в диапазоне частот от 10 МГц до 40 ГГц, главной целью работы было выявление взаимосвязи между средним размером ячейки Ag МППП и коэффициентом экранирования. Показано, что Ag МППП со средним размером ячейки 21.33±8.6 мкм имеет коэффициент экранирования 48.7 дБ на частоте 10 МГц и 39.14 дБ на частоте 26 ГГц или ослабление мощности падающего излучения на 99.9987 % и 99.964 % соответственно. В то время как используемые на практике МППП имеют коэффициент экранирования не более 20-25 дБ на частотах выше 10 ГГц.

Ключевые слова: самоорганизованный шаблон; микросетка; экранирование; СВЧ.

OPTICALLY TRANSPARENT MICROWAVE SCREENS WITH WIDEBAND EFFECT OBTAINED USING THE SELF-ORGANIZATION

A. S. Voronin[1,2], Yu. V. Fadeev[2], I.V. Govorun[3], M.O. Makeev[1], I.A. Damaratsky[1], P.A. Mikhalev[1], S.V. Khartov[1]

[1]Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia
[2]FRC KSC SB RAS, Krasnoyarsk, Russia
[3]Institute of Physics named after. L.V. Kirensky SB RAS, Krasnoyarsk, Russia

Abstract. In this work, the radio-shielding properties of silver micromesh transparent conductive coatings (Ag MTCC) with an irregular structure, obtained using a self-organized template, were studied. The measurements were carried out in the frequency range from 10 MHz to 40 GHz, the main goal of this work was to identify the relationship between the average cell size of the Ag MTCC and the shielding coefficient. It is shown that Ag MTCC with an average cell size of 21.33±8.6 μm has a shielding coefficient of 48.7 dB at a frequency of 10 MHz and 39.14 dB at a frequency of 26 GHz or attenuation of the incident radiation power by 99.9987% and 99.964%, respectively. While the MTCC used in practice have a shielding coefficient of no more than 20-25 dB at frequencies above 10 GHz.

Keywords: self-organized template; micro mesh; shielding; microwave.

1. Введение

В современном мире, проблемы электромагнитной совместимости встают всё более остро. В случае экранирования оптически непрозрачных объектов, имеются достаточно эффективные решения, к которым можно отнести металлическую фольгу (Al, Cu и т.д.), полимерные композиты на основе силиконовых либо эпоксидных связующих, наполненные металлическими микро и нанопорошками, сажами различных

фракций, а также более экзотическим наполнителями, такими как: углеродные нанотрубки, графен, Мксены и т.д. указанные материалы могут сочетать в себе отличные экранирующие характеристики (ослабление сигнала на величину 60 дБ и более) [1].

Однако экранирование прозрачных объектов таких, как окна производственных и метрологических помещений, дисплеи компьютеров и измерительных приборов, сопряжено с объективными сложностями, связанными с сочетанием одновременно высокого оптического пропускания (более 70 %) и низкого поверхностного сопротивления (менее 5 Ом/кв). Как правило для экранирования используются плёнки прозрачных проводящих оксидов, таких как оксид индия-олова (ITO), однако величина коэффициента экранирования не превышает 20 дБ. Помимо ITO также используются металлические сетки, полученные либо классическим плетением, либо методом трафаретной печати. Характерный размер ячейки лежит в диапазоне 250-1000 мкм, в результате чего высокий коэффициент экранирования (> 50 дБ) достигается лишь на частотах менее 1 ГГц. В настоящее время ведётся активная работа над получением ППП с коэффициентом экранирования не менее 35-40 дБ в широком диапазоне частот 0.1-26 ГГц (для использования в технологиях 5 G) при оптической прозрачности не менее 75 %. Исходя из анализа полученных в литературе результатов, основные достижения в данной области связаны покрытиями на основе фотолитографических микро и наносеток [2,3], а также плёнок серебряных нанопроволок [4]. К недостаткам фотолитографических сетчатых покрытий можно отнести их высокую себестоимость. В то время как серебряные нанопроволоки уступают сетчатым структурам по удельным оптоэлектрическим параметрам. Таким образом, получение микро и наносетчатых покрытий с высоким оптическим пропусканием и низким поверхностным сопротивлением актуально для современной техники.

2. Методика получения и морфология серебряных МППП с различными геометрическими параметрами

Подробно методика изготовления самоорганизованного шаблона изложена в наших предыдущих работах [5,6]. На первом этапе яичный белок наносится на ПЭТ подложку (толщина подложки 50 мкм) методом Mayer rod. На втором этапе тонкая плёнка яичного белка медленно сушится при комнатной температуре. В процессе высыхания плёнки яичного белка, в ней нарастают механические напряжения, в результате чего плёнка растрескивается, формируя самоорганизованный шаблон. На третьем этапе производится напыление серебра на самоорганизованный шаблон. На четвёртом этапе производится растворение самоорганизованного шаблона в дистиллированной воде.

Для уменьшения среднего размера ячейки вводилась специальная присадка, приводящая к охрупчению слоя яичного белка, тем самым удавалось уменьшить средний размер ячейки более чем на порядок. На рисунке 1а-1в приведены снимки, полученные методом сканирующей электронной микроскопии (СЭМ, Hitachi TM 4000, Япония)

Исходя из данных СЭМ изображений, видно, что все три типа МППП имеют высокую целостность сетчатой структуры, что является важнейшим критерием работоспособности предлагаемого материала. Исходя из анализа СЭМ изображений, были определены геометрические параметры 128.33±71.67 мкм и 10.8±4.9 мкм (Ag МППП №1); 75.29±25.71 мкм и 7.2±3.1 мкм (Ag МППП №2) и 21.33±8.6 мкм и 2.5±0.8 мкм (Ag МППП №3) соответственно.

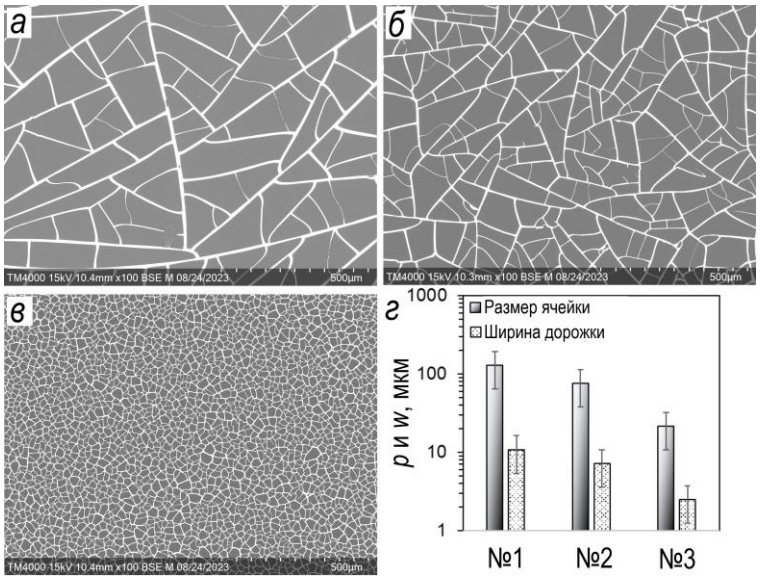


Рис. 1. СЭМ изображения серебряных МППП с различными геометрическими параметрами (а, б и в); Гистограмма зависимости среднего размера ячейки и средней ширины дорожки для трёх типов Ag МППП (г)

3. Оптические и электрофизические свойства МППП с различными геометрическими параметрами

Пропускание в видимом диапазоне для Ag МППП имеет достаточно простую природу и связано лишь с коэффициентом заполнения поверхности металлом. Математически данная зависимость имеет следующий вид

$$T = 1 - S_{mesh} = (p-w)^2 / p^2 \qquad (1)$$

Где p-характерный размер ячейки, w – ширина трещины. Очевидно, что, исходя из данного соотношения, спектральная зависимость оптического пропускания будет равномерно в видимом диапазоне (400-780 нм). Данный тезис был подтверждён в наших предыдущих работах [3,4]. Пропускание Ag МППП в видимом диапазоне измерялось при помощи спектрофотометра UV 3600 (Shimadzu, Япония). Для измерения поверхностного сопротивления применялся четырехзондовый метод с использованием мультиметра Keithley 2000 (Keithley Instruments, США) и четырехзондовой головки Mill-Max 854-22-004-10-001101 (Mill-Max Mfg. Corp., США). На рисунке 2 приведена гистограмма пропускания в видимом диапазоне и поверхностного сопротивления для трёх исследуемых типов Ag МППП

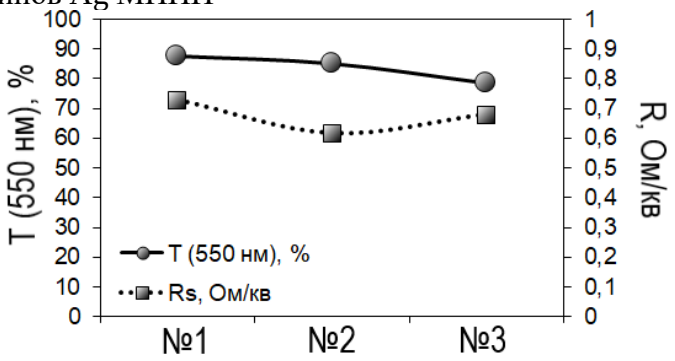


Рис. 2. Оптическое пропускание на длине волны 550 нм и поверхностное сопротивление для трёх типов Ag МППП

В данной работе мы подобрали Ag МППП таким образом, чтобы их поверхностное сопротивление имело близкие значения. Как видно из рисунка 2, все три типа AgМППП имеют сопротивление, лежащее в диапазоне 0.6-0.7 Ом/кв, оптическое пропускание снижается пропорционально увеличению коэффициент заполнения.

Особенности дифракции света на сетчатых структурах важны для практического применения покрытий. На рисунках 3 приведены микрофотографии и дифракционные картины для коммерческой квадратной Cu-Ni микросетки (Prochema Ltd., Китай) с периодом 250 мкм и шириной дорожки 10 мкм и Ag МППП №2, полученной в настоящей работе

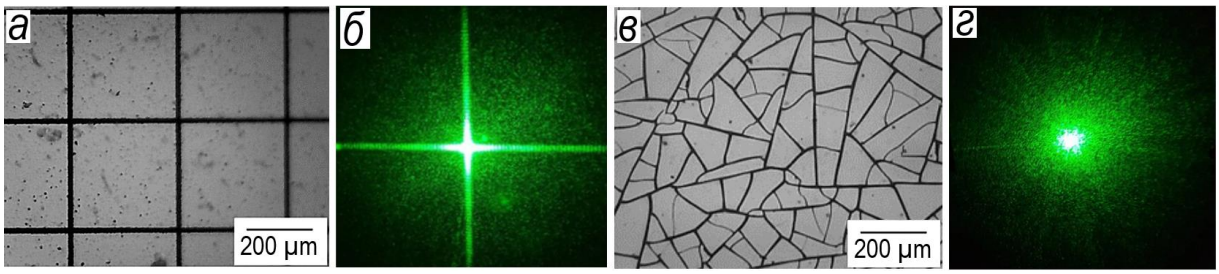


Рис. 3. Микрофотографии коммерческой Cu-Ni микросетки (а) и Ag МППП №2 (в); Дифракционные картины от коммерческой Cu-Ni микросетки (б) и Ag МППП №2 (г)

Для квадратной сетки дифрагированная энергия как правило концентрируется в (m, 0)-м и (0, n)-м порядках дифракции (рисунок 3б), формируя фигуру «крест». Дифракционная картины для Ag МППП №2 имеет радиальную симметрию (рисунок 3г).

4. Исследование пропусания AG МППП в СВЧ диапазоне

В данном исследовании коэффициент пропускания (*T*) Ag МППП измеряли волноводным методом в широком диапазоне частот.

В диапазоне от 10 МГц до 7 ГГц измерения проводились с помощью специальной воздухонаполненной коаксиальной ячейки диаметром 19.00/ 4.8 мм (тип II, 50 Ом, ГОСТ РВ 51914-2002) (рисунок 4а). Такая геометрия позволяет производить измерения на низких частотах на образцах малой площади. Измерения проводились при помощи векторного анализатора цепей (FieldFox N9916A Keysight, США).

Измерение в более высокочастотной области проводилось в диапазонах 18-26.5 ГГц и 26.5-40 ГГц. Сечения волноводной ячейки имели прямоугольную форму с размерами 4.3x10.65 мм для *K*-диапазона и 3.55x7.1 мм для K_a-диапазона. Измерения проводились на векторном анализаторе цепей (R&S ZVA 50Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, Германия) (рисунок 4б).

Спектральные зависимости пропускания в широком диапазоне частот приведены на рисунках 4в-4д. Для Ag МППП всех типов во всех исследуемых диапазонах наблюдается увеличение коэффициента пропускания, т.е. снижение коэффициента экранирования. Однако частотная зависимость выглядит по-разному, особенно в диапазоне 10 МГц-7 ГГц. На участке от 10 МГц до 300 МГц, все три типа Ag МППП имеют величину коэффициента пропускания приблизительно −49 дБ или ослабление мощности падающей полны на ~99.9987 %. Однако с увеличением частоты их поведение разительно различается. Так разность коэффициента пропускания на границах диапазона 10 МГц-7 ГГц, для Ag МППП №1 составляет 17.8 дБ, для Ag МППП №2 составляет 12.32 дБ. Для Ag МППП №3 эта разность составляет всего 2.9 дБ Т.е. увеличение коэффициента пропускания в случае МППП с малым размером ячейки имеет существенно более слабую частотную зависимость, чем в случае МППП с более крупной ячейкой. При переходе в более высокочастотные диапазоны частотное

поведение Ag МППП всех типов становится схожим, при том, что параметры экранирования для Ag МППП №3 имеют максимальное значение для всей выборки.

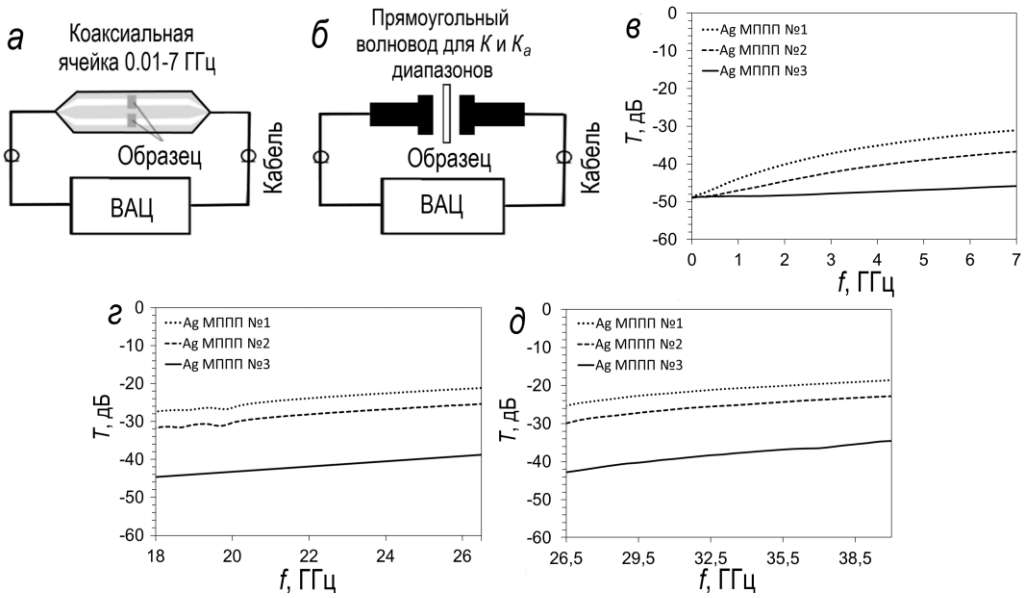


Рис. 4. Схема измерительного стенда, для диапазона 0.01-7 ГГц (а) и диапазонов 18-26.5 ГГц и 26.5-40 ГГц (б) Коэффициент пропускания Ag МППП в различных диапазонах 0.01-7 ГГц (а); 18-26.5 ГГц (б); 26.5-40 ГГц (в)

5. Заключение

При помощи процессов самоорганизации были получены серебряные микросетчатые прозрачные проводящие покрытия с характерным размерами элементов, доступных только фотолитографии. Получено покрытие с оптическим пропускнием ~78 % при коэффициенте экранирования 39.14 дБ на частоте 26 ГГц. Такое сочетание параметров доступно только дорогостоящим фото и импринт литографическим процессам.

6. Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FSFN-2024-0016). Исследования методом сканирующей электронной микроскопии выполнены на оборудовании Красноярского регионального центра коллективного пользования ФИЦ КНЦ СО РАН.

Литература

1. Kruželák J., Kvasničáková A., Hložeková K., Hudec I. Progress in polymers and polymer composites used as efficient materials for EMI shielding // Nanoscale Advances, 2021, № 3, - P. 123-172.
2. Liang Z. Metallic nanomesh for high-performance transparent electromagnetic shielding / Liang Z., Zhao Z., Pu M., Luo J., Xie X., Wang Y., Guo Y., Ma X., Luo X. // Optical Materials Express, 2020, Vol. 10, № 3, - P. 796-806.
3. Shen S., Chen S.Y., Zhang D.Y., Liu Y.H. High-performance composite Ag-Ni mesh based flexible transparent conductive film as multifunctional devices // Optics Express, 2018, Vol. 26, -P. 27545-27554.
4. . Jung J., Lee H., Ha I. Highly Stretchable and Transparent Electromagnetic Interference Shielding Film Based on Silver Nanowire Percolation Network for Wearable Electronics Applications // ACS Applied Materials and Interfaces, 2017, V. 9, -P. 44609-44616.

5. Voronin A.S. Cu-Ag and Ni-Ag meshes based on cracked template as efficient transparent electromagnetic shielding coating with excellent mechanical performance/ Voronin A.S., Fadeev Y.V., Govorun I.V., Podshivalov I.V., Simunin M.M., Tambasov I.A., Karpova D.V., Smolyarova T.E., Lukyanenko A.V., Karacharov A.A., Nemtsev I.V., Khartov S.V. // Journal of Materials Science, 2021, V. 56, -P. 14741–14762.
6. Voronin, A.S. Original concept of cracked template with controlled peeling of the cells perimeter for high performance transparent EMI shielding films/ Voronin A.S., Fadeev Y.V., Ivanchenko F.S., Dobrosmyslov S.S., Makeev M.O., Mikhalev P.A., Osipkov A.S., Damaratsky I.A., Ryzhenko D.S., Yurkov G.Y., Simunin M.M., Volochaev M.N., Tambasov I.A., Nedelin S.V. Zolotovsky, N.A.; Bainov, D.D.; Khartov S.V. // Surface and Interfaces, 2023, V. 38, -P. 102793.

REFERENCES

1. Kruželák J., Kvasničáková A., Hložeková K., Hudec I. Progress in polymers and polymer composites used as efficient materials for EMI shielding // Nanoscale Advances, 2021, № 3, - P. 123-172.
2. Liang Z. Metallic nanomesh for high-performance transparent electromagnetic shielding / Liang Z., Zhao Z., Pu M., Luo J., Xie X., Wang Y., Guo Y., Ma X., Luo X. // Optical Materials Express, 2020, Vol. 10, № 3, -P. 796-806.
3. Shen S., Chen S.Y., Zhang D.Y., Liu Y.H. High-performance composite Ag-Ni mesh based flexible transparent conductive film as multifunctional devices // Optics Express, 2018, V. 26, -P. 27545-27554.
4. . Jung J., Lee H., Ha I. Highly Stretchable and Transparent Electromagnetic Interference Shielding Film Based on Silver Nanowire Percolation Network for Wearable Electronics Applications // ACS Applied Materials and Interfaces, 2017, V. 9, -P. 44609-44616.
5. Voronin A.S. Cu–Ag and Ni–Ag meshes based on cracked template as efficient transparent electromagnetic shielding coating with excellent mechanical performance/ Voronin A.S., Fadeev Y.V., Govorun I.V., Podshivalov I.V., Simunin M.M., Tambasov I.A., Karpova D.V., Smolyarova T.E., Lukyanenko A.V., Karacharov A.A., Nemtsev I.V., Khartov S.V. // Journal of Materials Science, 2021, V. 56, -P. 14741–14762.
6. Voronin, A.S. Original concept of cracked template with controlled peeling of the cells perimeter for high performance transparent EMI shielding films/ Voronin A.S., Fadeev Y.V., Ivanchenko F.S., Dobrosmyslov S.S., Makeev M.O., Mikhalev P.A., Osipkov A.S., Damaratsky I.A., Ryzhenko D.S., Yurkov G.Y., Simunin M.M., Volochaev M.N., Tambasov I.A., Nedelin S.V., Zolotovsky N.A., Bainov D.D., Khartov S.V. // Surface and Interfaces 2023, V. 38, -P.102793.

ОРГАНИЗАЦИЯ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БОРТОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ «КОВРОВЕЦ-01»

П. А. Замятин

ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов», Ковров, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы применения беспилотных летательных аппаратов линейки «Ковровец-01» для проведения натурных испытаний бортового радиоэлектронного оборудования на помехоустойчивость. Описана текущая ситуация с использованием дронов в ходе СВО. Представлено описание используемых антенных наборов для различных диапазонов рабочих частот. Показаны варианты реализации основных процессов.

Ключевые слова: связь, помехоустойчивость, радиоэлектронная борьба, антидрон, беспилотный летательный аппарат, беспилотное воздушное судно, беспилотная авиационная система, РЭБ, БПЛА, БВС, БАС.

CREATION OF RADIO CHANNEL REPEATERS BASED ON «KOVROVETS-01» UNMANNED AERIAL VEHICLES

P. A. Zamyatin

Research and Production Center for Unmanned Aerial Systems and Robotic Complexes, Kovrov, Russia

Abstract. The issues of the use of unmanned aerial vehicles «Kovrovets-01» for conducting field tests of on-board electronic equipment for noise immunity are considered. The current situation with the use of drones during its operation is described. A description of the antenna sets used for various operating frequency ranges is presented. The variants of the implementation of the main processes are shown.

Keywords: communication, noise immunity, electronic warfare, antidrone, unmanned aerial vehicle, unmanned aerial system, EW, UAV, UAS.

1. Введение

Специальная военная операция на Украине продемонстрировала всё возрастающую роль качества каналов управления и полезной нагрузки, а также помехоустойчивости бортового навигационного оборудования для достижения поставленных целей при использовании беспилотных летательных аппаратов (БПЛА).

Материал настоящей статьи посвящён рассмотрению варианта использования платформы беспилотного летательного аппарата «Ковровец-01», разработанного специалистами ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов» (ООО «НПЦ БАСиРТК») при участии Академии военных наук РФ (отделение «Проблем управление национальной обороны», руководитель А. Я. Черныш) для проведения испытаний помехоустойчивости бортового оборудования БПЛА.

2. Текущая ситуация с использованием дронов в ходе СВО

Рассмотрим основные способы применения ударных дронов, особенности их радиочастотных каналов и способы противодействия этим дронам.

При работе по стационарной цели ударный дрон может наводиться:

– FPV-оператором (что сейчас применяется чаще всего);

– по координатам, получаемым от бортового приёмника спутниковой навигации;

– по информации, получаемой от бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС) и приёмника воздушного давления (ПВД); при этом следует отметить, что точность позиционирования с использованием этих приборов у дронов невысока;

– по подстилающей поверхности с использованием оптоэлектронных средств (в видимом и инфракрасном спектре);

– с использованием средств подсвета целей;

– с использованием заранее расставленных маркеров (маркеры могут быть любые: радиочастотные, инфракрасные, визуальные ориентиры, типа крестов-ориентиров. Их могут расставлять местные жители, диверсионно-разведывательные группы, специальные дроны);

– по источнику радиоизлучения (например, радиочастотного подавителя из состава антидрон-комплекса);

– по изображению с камеры другого дрона-разведчика.

Если целью ударного дрона является техника или личный состав (т.е. подвижные объекты), то наведение может осуществляться:

– в FPV-варианте;

– в режиме распознавания и сопровождения по изображению оптоэлектронных средств;

– с использованием средств подсвета целей;

– по источнику радиоизлучения;

– по информации с оптоэлектронных средств дрона-разведчика.

Всё чаще используются «спящие» дроны, которые заранее выставлены на позиции и ждут «своего» часа. В таком «спящем» режиме некоторые могут находиться до нескольких суток. После того, как дрон-разведчик обнаружил цель, оператор приводит ударный дрон в действие и совершает «бросок». Если цель находится в нескольких десятках метров от дрона, то среагировать и оказать противодействие крайне сложно.

В последнее время совместно с ударными дронами всё чаще применяются дроны-ретрансляторы, которые, во-первых, увеличивают дальность, а, во-вторых, могут изменять сетку рабочих частот.

Кроме того, появились «авиаматки», т. е. разновидность дронов-доставщиков ударных дронов до места выполнения боевой задачей. Авиаматки могут быть, например, мультикоптерного или самолётного типа.

7 марта 2024 года в украинских источниках появились фотографии российского дрона с катушкой оптоволоконного кабеля с длиной, как объявлено, 10 км. Подобное решение обеспечивает высокие скорость и качество обмена информацией между БПЛА и пунктом управления и абсолютно устойчиво к воздействию средств радиоэлектронной борьбы.

Существует несколько основных вариантов дистанционного воздействия на дрон с целью нарушения его штатного функционирования и затруднения выполнения миссии:

– радиочастотно на канал управления;

– радиочастотно на канал мониторинга (обычно он совмещён с каналом управления, но бывают исключения);

– радиочастотно на канал спутниковой навигации;

– оптоэлектронно (засветка) на видеокамеру (в видимом или ИК-спектре) дрона;

– с использованием электромагнитного импульса для вывода из строя («прожигания») электроники (прежде всего, приёмных трактов);

– средствами маскировки, видоизменяя местность и контуры защищаемых объектов.

К средствам непосредственного воздействия на дрон следует отнести:

– традиционное стрелковое оружие;

– средства ПВО, которые могут быть использованы для борьбы со сравнительно большими дронами;

– набрасываемые на дрон сети различных типов (могут выстреливаться с земли или с дрона-перехватчика);

– разного рода защитные элементы (например, сетчатые «мангалы» или защитные ограждения, поднимаемые аэростатами);

– дроны-перехватчики;

– распылители клеящих составов, налипающих на пропеллеры и меняющих аэродинамику.

До недавнего времени основными средствами противодействия дронам выступали:

– радиочастотное подавление канала управления/мониторинга;

– радиочастотное подавление сигналов спутниковой навигации;

– радиочастотный спуфинг (подмена координат) спутниковой навигации;

– радиочастотное подавление канала передачи информации от FPV-камеры.

Следует иметь в виду, что фиксированными частотными каналами являются только каналы спутниковой навигации. Остальные могут быть перестроены по частотам. Причём, навигационные приёмники имеют возможность работать с различными спутниковыми группировками (ГЛОНАСС, GPS, BeiDou, Galileo). Кроме того, могут быть использованы помехоустойчивые навигационные приёмники, например, с адаптивной антенной решёткой (типа изделия «Комета-М», установленного на БПЛА «Орлан-10» или «Герань-2»). Адаптивная антенная решётка не может быть радиочастотно подавлена с одной точки. Требуется насколько территориально разнесённых подавителей.

Частоты всех остальных каналов БПЛА могут изменяться широких пределах, например, от 27 до 6000 МГц. Причём, может быть изменена как центральная частота, так и ширина полосы частот. Возможно изменение сигнально-кодовой конструкции.

Широкораспространённая аппаратура радиоуправления ELRS может быть «перепрошита» на другие рабочие частоты, отличающиеся от стандартных. Изделия на базе программно-управляемого радио (SDR) могут быть реконфигурированы соответствующими командами управления.

Всё большее распространение находят дроны, которые имеют несколько каналов управления с разными частотами. В России есть реализации, например, с двум и четырьмя независимыми каналами управления, работающими на разных частотах. В это случае, обнаружив действие помехи на одной частоте, выполняется переключение на другую.

Эффективность работы радиочастотных подавителей определяется, прежде всего:

– набором помеховых сигналов;

– выходной мощностью усилителя;

– потерями в тракте между усилителями и антеннами;

– качеством единичной антенны (коэффициентом усиления, шириной и неравномерностью диаграммы направленности, коэффициентом стоячей волны);

– взаимным влиянием антенн в случае групповой установки.

Чаще всего используются подавители со штыревыми антеннами, диаграмма направленности которых представляет собой тор. В этом случае подавитель имеет «воронку» в верхней части, где не обеспечивается воздействие на целевой дрон.

Как правило, заметно лучше работают изделия с направленными антеннами. Но в этом случае для обеспечения круговой защиты необходимо использовать несколько комплектов подавителей и антенн.

Для радиочастотной разведки дронов используются два типа изделий:

– обнаружители (простые их реализации часто именуют детекторами);

– пеленгаторы.

Обнаружитель фиксирует факт существования радиоизлучения. Если диаграмма направленности антенны обнаружителя круговая, то факт присутствия дрона определяется для полусферы. Если антенна направленная, то обнаружение выполняется для конкретного сектора.

Пеленгатор, в отличие от обнаружителя, довольно точно даёт направление на излучение.

3. Антенны для разных диапазонов рабочих частот

Для реализации возможности использования различных диапазонов частот для FPV-дронов в ООО «НПЦ БАСиРТК» разработаны специализированные комплекты антенн.

Назначение комплекта: обеспечение работы канала управления FPV-дронов на нестандартных частотах для снижения последствий воздействия средств РЭБ противника.

Состав – комплекта:

– антенна для пульта управления – 1 шт.;

– антенна для приёмника FPV-дрона – 20 шт.;

– упаковка (транспортировочная тара) – 1 шт.;

– паспорт – 1 шт.

Тип антенны – диполь.

Разъёмы:

– для антенны пульта – SMA-female (мама), вилка кабельная прямая;

– для антенны FPV-дрона – IPEX 1-female (мама).

Основные рабочие диапазоны частот: 410-470, 470-530, 530-590, 590-650, 650-710, 710-770, **750-850,** 770-830, 830-890, 890-950, **950-1020 МГц.**

Дополнительные диапазоны рабочих частот: 440-500, 500-560, 560-620, 620-680, 680-740, 740-800, 800-860, 860-920, 920-980 МГц.

4. Платформа беспилотного воздушного судна «Ковровец-01»

Для проведения натурных испытаний помехоустойчивости бортового оборудования используется платформы БВС «Ковровец-01» (рисунки 1–3), выполненная на основе доработанных результатов обратного проектирования одноразового беспилотного летательного аппарата Corvo PPDS (Precision Payload Delivery System), разработанного австралийской компанией SYPAQ и предназначенного для доставки малогабаритных грузов.

Разработаны три варианта исполнения «Ковровец-01»:

– «L», имеющий размах крыльев 2 м;

– «M», имеющий размах крыльев 1,6 м;

– «S», имеющий размах 1,2 м.

Производство аппаратов «Ковровец-01» организовано на технической базе военно-учебного центра Ковровской государственной технологической академии

имени В. А. Дегтярёва (КГТА им. В. А. Дегтярёва) в рамках научно-технологического консорциума БАС Владимирской области.

Технология изготовления также безвозмездно передаётся заинтересованным подразделениям и специалистам для использования для нужд СВО.



Рис. 1. Внешний вид планера БПЛА «Ковровец-01» (элероны ещё не установлены)





Рис. 2-3. Моменты сборки беспилотного летательного аппарата «Ковровец-01»

5. Процессы по подготовке и организации испытаний

При формировании процессов по подготовке и организации испытаний учитывается, что одной из первоочередных современных задач является обеспечение кибербезопасности жизненного цикла беспилотных авиационных систем [1–4].

Для обеспечения тиражируемости проводимых работ желательно обеспечить, чтобы в производственные процессы были введены открытые подходы [5–8].

Максимальной отдачи от выполняемых исследований можно достичь, проведя соответствующие мероприятия в области социокультурного совершенства [9–12].

Эффективность, воспроизводимость и непрерывное совершенствование большинства используемых процессов могут быть реализованы с помощью интегрированных систем качества [13–17].

Немаловажным направлением является обеспечение сопутствующих мероприятий в области стандартизации [18–21] и сертификации [22–25].

Учитывая современные тенденции и национальные приоритеты, важно обеспечить максимальную цифровизацию изделий и сервисов [26–29], переход к использованию цифровых моделей и двойников.

При определении первоочередных направлений для реализации на этапе анализа выполняется, в том числе, и оценка современных тенденций развития предметной области [30–33].

Учитывая, что испытания проводятся с использованием радиочастотных каналов для обеспечения функционирования (управления, мониторинга, навигации, полезной нагрузки и т. п.), требуется вводить в рассмотрение вопросы использования радиочастотного спектра [34, 35], а также его контроля [36].

6. Заключение

Предлагаемые подходы к организации испытаний помехоустойчивости бортового оборудования могут быть с успехом применены для решения широкого круга задач, включая обеспечение операций в ходе ведения боевых действий.

Организация описанных работ выполняется совместно с научно-технологическим консорциумом БАС Владимирской области во главе с Ковровской академией БАС «Кречет» при участии специалистов отделения «Проблемы управления национальной обороной» Академии военных наук РФ.

Дополнительная информация по теме работы доступна в профильных телеграм-каналах «Беспилотники (дроны, БПЛА, UAV)», «Кибербезопасность Z» и «НПЦ БАСиРТК», администрирование которых выполняет автор статьи.

Литература

1. Замятин А.Ю. Кибербезопасность робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 2 (36). – С. 307-317.
2. Замятин А. Ю., Швец С. В. Обеспечение кибербезопасности на всех этапах жизненного цикла беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2023. – № 3 (34). – С. 382–400.
3. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю. Кибербезопасность беспилотных авиационных систем // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2023. – Т. 1. – С. 91–101.
4. Шевырёв А. В., Замятин А. Ю. Концептуальные аспекты информационного противоборства // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов

XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. – 2017. – С. 1128-1137.
5. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. О видении машиностроительного предприятия новой экономики. 1. Исходные концепты и принципы // Справочник. Инженерный журнал. Приложение. – 2018. – № S6. – С. 3–11.
6. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. О видении машиностроительного предприятия новой экономики. 2. Информационно-параметрический образ // Справочник. Инженерный журнал. Приложение. – 2018. – № S6. – С. 13–24.
7. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Инновационный элемент мегасистемы качества и конкурентоспособности производственного предприятия // Справочник. Инженерный журнал с приложением. – 2013. – № 4 (193). – С. 49–56.
8. Замятин В. Ю., Замятин А. Ю. Модельное представление метасистемы научно-технического обеспечения качества и конкурентоспособности продукции машиностроительного комплекса // Справочник. Инженерный журнал с приложением. –2015. – № 10 (223). – С. 41–46.
9. Замятин В. Ю., Замятин А. Ю. Модель метасистемы социокультурного совершенства машиностроительного комплекса. Часть 1 // Методы менеджмента качества. – 2015. – № 1. – С. 38–44.
10. Замятин В. Ю., Замятин А. Ю. Модель метасистемы социокультурного совершенства машиностроительного комплекса. Часть 2 // Методы менеджмента качества. – 2015. – № 2. – С. 32–38.
11. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Символьно-индикационная модель системы социокультурного совершенства машиностроительного комплекса // Справочник. Инженерный журнал. – № 8 (269). – 2019. – С. 41-47.
12. Безъязычный В. Ф., Иванова И. В., Замятин В. Ю., Замятин А. Ю. Принципы-паттерны и методология внутренней интеграции социально-экономических и научно-технических компонентов «умного менеджмента» машиностроительного объединения «мирового класса» // Справочник. Инженерный журнал. – № S2. – 2019. – С. 11–24.
13. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Иванова И. В. О подготовке участников локальной внутрикорпоративной интеграции систем и элементов менеджмента в машиностроении // Справочник. Инженерный журнал. – № S2. – 2019. – С. 1–10.
14. Безъязычный В. Ф., Иванова И. В., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Вербальная модель научно-технического обеспечения качества, потребительской ценности и конкурентоемкости машиностроительной продукции // Справочник. Инженерный журнал. – № 5 (266). – 2019. – С. 32–39.
15. Безъязычный В. Ф., Иванова И. В., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Структурно-лингвистические модели научно-технического обеспечения качества, потребительской ценности и конкурентоемкости машиностроительной продукции // Справочник. Инженерный журнал. – № 6 (267). – 2019. – С. 30–36.
16. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Отказ от СМК, или машиностроение по-новому // Методы менеджмента качества. – 2018. – № 7. – С. 44–48.
17. Bezyazychny V. F., Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Project of megasystem of quality and competitiveness for industrial enterprises understanding and structural criteria of basic categories // Сборка в машиностроении, приборостроении. – 2013. – № 9. – С. 19–26.
18. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Замятин Ю. П. Основы технического регламентирования и национальной стандартизации. – Рыбинск: РГАТА, 2008. – 190 с.
19. Иванова И. В., Замятин А. Ю., Киселев Э. В. Интегрированные системы менеджмента. Построение, функционирование, оценка локальных интегрированных систем менеджмента. – Рыбинск: РГАТУ имени П. А. Соловьева, 2020. – 76 с.

20. Иванова И. В., Замятин А. Ю., Киселев Э. В. Основы интегрированных систем менеджмента. – Рыбинск: РГАТУ имени П. А. Соловьева, 2020. – 172 с.
21. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Иванова И. В. Введение в коммуникацию при управлении качеством. – СПб. : ООО «Свое издательство», 2019. – 56 с.
22. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Замятин Ю. П. Проектно-ориентированная база создания трибокомплекса новой экономики и его мегасистемы качества и конкурентоспособности. Книга – Посвящение 3. Метасистема научно-исследовательского обеспечения MSнио. – СПб: Своё издательство, 2017. – 764 с.
23. Дыбля А. Ю. и др. Создание ретранслятора на БПЛА / А. Ю. Дыбля, М. Е. Бояров, Д. А. Деревянкин, А. Б. Давыдов, А. Ю. Замятин // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвящённой памяти Б. Я. Осипова (г. Воронеж, 27-29 сентября 2022 года) : в 6. т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2022. – Т. 2. – С. 256–264.
24. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Киселёв Э. В. Основы коммуникации при решении проблем качества и конкурентоёмкости продукции. Монография. В 3-х кн. Кн. 1. Социально-экономический фон. – Санкт-Петербург: Своё издательство, 2019. – 724 с.
25. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Модели мегасистемы качества и конкурентоспособности трибокомплекса и ее метасистем $SS_{ЧКИНТ}$, $SS_{СКСШ}$, $SS_{ОУОБ}$, $SS_{ИКОБ}$. – СПб. : Невская Лавра, 2014. – 450 с.
26. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю. Некоторые аспекты создания региональных и национальных телекоммуникационных сетей и сервисов // Информационные ресурсы России. – 2005. – № 1(83). – С. 2.
27. Замятин А. Ю., Байгутлина И. А., Замятина А. А. Информационные технологии в управлении корпорацией. Оптимизация работы IT-подразделений // Менеджмент сегодня. – 2006. – № 5. – С. 314–325.
28. Замятин А. Ю. Организация разработки, производства и сервисного сопровождения средств обнаружения и подавления робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 3(37). – С. 423–433.
29. Бояров М. Е. и др. Оценка влияния цифровизации на показатели применения отечественной электронной компонентной базы в беспилотных авиационных системах и средствах их наземного управления / М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, А. В. Толстиков // Славянский форум. – 2023. – № 4 (35). – С. 367–384.
30. Замятин А. Ю. Организация связи внутри роя и между роями робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 3 (37). – С. 174–184.
31. Андреев И. П., Замятин А. Ю., Иванов А. В. Особенности выполнения НИР «Комплексные исследования методов и технологий применения отечественной электронной компонентной базы в беспилотных авиационных системах и средствах их наземного управления» // Славянский форум. – 2023. – № 3 (34). – С. 428–455.
32. Бояров М. Е. и др. Исследование вариантов применения специализированных технических средств для обеспечения безопасной эксплуатации беспилотных авиационных систем / М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, В. Ю. Замятин, С. В. Швец // Славянский форум. – 2023. – № 4 (35). – С. 346–366.
33. Байгутлина И. А. и др. Использование ресурсов перспективной низкоорбитальной спутниковой системы связи «Марафон IoT» для организации информационного взаимодействия гетерогенных робототехнических комплексов / И. А. Байгутлина, М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, В. Ю. Замятин, А. В. Толстиков // Славянский форум. – 2024. – № 1 (43). – С. 266–283.
34. Литвинов А. В. и др. Конверсия радиочастотного спектра. Вопросы технического регулирования / А. В. Литвинов, И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : ООО «Сам полиграфист», 2019. – 124 с.
35. Литвинов А. В. и др. Конверсия радиочастотного спектра. Вопросы электромагнитной совместимости / А. В. Литвинов, А. В. Зайковский,

А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова, К. В. Яковлев. – М. : ООО «Сам полиграфист», 2019. – 48 с.
36. Литвинов А. В. и др. Контроль конверсии радиочастотного спектра / А. В. Литвинов, И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : Научно-техническое издательство «Горячая линия–Телеком», 2019. – 212 с.

REFERENCES

1. Zamyatin A. Yu. Cybersecurity of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 2 (36). – Pp. 307–317.
2. Zamyatin A. Yu., Shvets S. V. Ensuring cybersecurity at all stages of the life cycle of unmanned aircraft systems // Slavic Forum. – 2023. – № 3 (34). – Pp. 382–400.
3. Baigutlina I. A., Zamyatin A. Yu. Cybersecurity of unmanned aircraft systems // Radar, navigation, communications : proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of the VSU (Voronezh, April 18-20, 2023) : in 5 volumes / Voronezh State University ; JSC Concern «Constellation». – Voronezh : VSU Publishing House, 2023. – Vol. 1. – Pp. 91–101.
4. Shevyrev A. V., Zamyatin A. Yu. Conceptual aspects of information warfare // In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. – 2017. – Pp. 1128–1137.
5. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. On the vision of the machine-building enterprise of the new economy. 1. Initial concepts and principles // Handbook. Engineering magazine. Application. – 2018. – № S6. – Pp. 3–11.
6. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. On the vision of the machine-building enterprise of the new economy. 2. Information-parametric image // Handbook. Engineering magazine. Application. – 2018. – № S6. – Pp. 13–24.
7. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. An innovative element of the megasystem of quality and competitiveness of a manufacturing enterprise // Guide. Engineering magazine with an appendix. – 2013. – № 4 (193). – Pp. 49–56.
8. Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Model representation of the metasystem of scientific and technical quality assurance and competitiveness of machine-building complex products // Handbook. An engineering magazine with an appendix. – 2015. – № 10 (223). – Pp. 41–46.
9. Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Model of the meta-system of socio-cultural perfection of the machine-building complex. Part 1 // Methods of quality management. – 2015. – № 1. – Pp. 38–44.
10. Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Model of the meta-system of socio-cultural perfection of the machine-building complex. Part 2 // Methods of quality management. – 2015. – № 2. – Pp. 32–38.
11. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Symbolic and indicative model of the system of socio-cultural perfection of the machine-building complex // Handbook. Engineering magazine. – № 8 (269). – 2019. – Pp. 41–47.
12. Bezyazychny V. F., Ivanova I. V., Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Principles-patterns and methodology of internal integration of socio-economic and scientific-technical components of «smart management» of the world-class machine-building association // Handbook. Engineering magazine. – № S2. – 2019. – Pp. 11–24.
13. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Ivanova I. V. On the preparation of participants in the local intracorporate integration of management systems and elements in mechanical engineering // Handbook. Engineering magazine. – № S2. – 2019. – Pp. 1–10.

14. Bezyazychny V. F., Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Verbal model of scientific and technical quality assurance, consumer value and competitiveness of machine-building products // Handbook. Engineering magazine. – № 5 (266). – 2019. – Pp. 32–39.
15. Bezyazychny V. F., Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Structural and linguistic models of scientific and technical quality assurance, consumer value and competitiveness of machine-building products // Handbook. Engineering magazine. – № 6 (267). – 2019. – Pp. 30–36.
16. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Rejection of QMS, or mechanical engineering in a new way // Methods of quality management. – 2018. – № 7. – pp. 44–48.
17. Bezyazychny V. F., Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Project of megasystem of quality and competitiveness for industrial enterprises understanding and structural criteria of basic categories // Assembly in mechanical engineering, instrumentation. – 2013. – № 9. – Pp. 19–26.
18. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Zamyatin Yu. P. Fundamentals of technical regulation and national standardization. – Rybinsk: RGATA, 2008. – 190 p.
19. Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Kiselev E. V. Integrated management systems. Building, functioning, and evaluation of local integrated management systems. – Rybinsk: Russian State Technical University named by P. A. Solovyov, 2020. – 76 p.
20. Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Kiselev E. V. Fundamentals of integrated management systems. – Rybinsk: Russian State Technical University named by P. A. Solovyov, 2020. – 172 p.
21. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Ivanova I. V. Introduction to communication in quality management. – St. Petersburg : Svoie Publishing House LLC, 2019. – 56 p.
22. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Zamyatin Yu. P. Design-oriented base for creating a tribocomplex of the new economy and its megasystem of quality and competitiveness. The book is a Dedication 3. The metasystem of the MSnio research support. – St. Petersburg: Svoje publishing house, 2017. – 764 p.
23. Dyblya A. Yu. et al. Creation of a repeater on a UAV / A. Y. Dyblya, M. E. Boyarov, D. A. Derevyankin, A. B. Davydov, A. Y. Zamyatin // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B. Ya. Osipov (Voronezh, September 27-29, 2022) : at 6. t. / Voronezh State University; JSC Concern «Constellation». Voronezh : VSU Publishing House, 2022. – vol. 2. – Pp. 256–264.
24. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Kiselev E. V. Fundamentals of communication in solving problems of quality and competitiveness of products. Monograph. In 3 books. Book 1. Socio-economic background. – St. Petersburg: Its publishing house, 2019. – 724 p.
25. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Models of the megasystem of quality and competitiveness of the tribocomplex and its metasystems SSCINT, SSCSSH, SSCOB, SSCOB. – St. Petersburg : Nevsky Lavra, 2014. – 450 p.
26. Baigutlina I. A., Zamyatin A. Yu. Some aspects of the creation of regional and national telecommunication networks and services // Information resources of Russia. – 2005. – № 1(83). – P. 2.
27. Zamyatin A. Yu., Baigutlina I. A., Zamyatina A. A. Information technologies in corporate management. Optimization of the work of IT departments // Management today. – 2006. – № 5. – С. 314–325.
28. Zamyatin A. Yu. Organization of development, production and service support of means of detection and suppression of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 3(37). – Pp. 423–433.
29. Boyarov M. E. et al. Assessment of the impact of digitalization on the indicators of the use of the domestic electronic component base in unmanned aircraft systems and their ground

control facilities / M. E. Boyarov, A. Y. Zamyatin, A. V. Tolstikov // Slavic Forum. – 2023. – № 4 (35). – Pp. 367–384.
30. Zamyatin A. Y. Organization of communication within the swarm and between swarms of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 3 (37). – Pp. 174–184.
31. Andreev I. P., Zamyatin A. Yu., Ivanov A. V. Features of research and development «Comprehensive studies of methods and technologies for the use of domestic electronic component base in unmanned aircraft systems and their ground control facilities» // Slavic Forum. – 2023. – № 3 (34). – Pp. 428–455.
32. Boyarov M. E. et al. The study of options for the use of specialized technical means to ensure the safe operation of unmanned aircraft systems / M. E. Boyarov, A. Yu. Zamyatin, V. Yu. Zamyatin, S. V. Shvets // Slavic Forum. – 2023. – № 4 (35). – Pp. 346–366.
33. Baigutlina I. A. et al. Using the resources of the promising low-orbit satellite communication system «Marathon IoT» for the organization of information interaction of heterogeneous robotic complexes / I. A. Baigutlina, M. E. Boyarov, A. Yu. Zamyatin, V. Yu. Zamyatin, A. V. Tolstikov // Slavic Forum. – 2024. – № 1 (43). – Pp. 266–283.
34. Litvinov A. V. et al. Conversion of the radio frequency spectrum. Questions of technical regulation / A. V. Litvinov, I. A. Baigutlina, A. Yu. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M. : LLC «Sam polygraphist», 2019. – 124 p.
35. Litvinov A. V. et al. Conversion of the radio frequency spectrum. Questions of electromagnetic compatibility / A. V. Litvinov, A. V. Zaikovsky, A. Y. Zamyatin, E. F. Lyadova, K. V. Yakovlev. – M. : LLC «Sam polygraphist», 2019. – 48 p.
36. Litvinov A. V. et al. Radio frequency spectrum conversion control / A. V. Litvinov, I. A. Baigutlina, A. Yu. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M. : Scientific and Technical publishing house «Hotline–Telecom», 2019. – 212 p.

ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПИТАНИЯ МОДУЛЕЙ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ

М.А. Ромащенко[1], Д.В. Васильченко[1], Д.А. Чученков[1]
[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассмотрены основные аспекты построения систем питания модулей связи и управления беспилотных роботизированных аппаратов. Сформулирована задача создания энергоэффективной системы питания модулей связи и управления. Проведена классификация источников питания, применяемых для беспилотных роботизированных аппаратов. Представлены количественные параметры систем питания. Даны рекомендации по обеспечению требований электромагнитной совместимости систем питания модулей связи и управления.

Ключевые слова: беспилотные роботизированные аппараты, система питания, система связи, система управления, источник энергии.

THE MAIN ISSUES OF BUILDING POWER SUPPLY SYSTEMS FOR COMMUNICATION AND CONTROL MODULES OF UNMANNED ROBOTIC APPARATUSES

M.A. Romashchenko[1], D.V. Vasilchenko[1], D.A. Chuchenkov[1]
[1]Voronezh State Technical University, (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. In this paper, the main aspects of building power supply systems for communication and control modules of unmanned robotic vehicles are considered. The task of creating an energy-efficient power supply system for communication and control modules is formulated. The classification of power sources used for unmanned robotic vehicles has been carried out. Quantitative parameters of power supply systems are presented. Recommendations are given to ensure the EMC requirements of power supply systems for communication and control modules.

Keywords: unmanned robotic vehicles, power supply system, communication system, control system, energy source.

1. Введение

В современном мире активно прогрессируют тенденции развития беспилотных роботизированных аппаратов, охватывая различные сферы деятельности. Однако эффективность беспилотных систем зависит от функционирования каналов связи для систем управления и телеметрии. Надежность и бесперебойность работы модулей связи и управления определяется качеством и эффективностью систем питания. Источники питания должны обеспечивать достаточное снабжение электроэнергией для полета, а система распределения питания гарантировать непрерывную работу модулей управления и связи [1]. Эти требования должны осуществляться в условиях переменных нагрузок и режимов полета, при этом система должна оставаться легкой и компактной.

2. Источники питания применяемые для беспилотных роботизированных аппаратов

В настоящее время технологическим трендом является использования для беспилотных роботизированных аппаратов в качестве основных источников питания

литий-полимерных аккумуляторов. Кроме того, возможно применение в качестве резервной системы или системы подзарядки солнечных батарей. Эффективный выбор источника энергии подразумевает учёт требований к массе, объёму и продолжительности работы, что позволяет обеспечивать оптимальное сочетание весовых параметров и производительности в устройстве.

Аккумулятор является лучшим выбором из-за преимуществ в области энергетической плотности, легкости, компактности и долговечности. Никель-кадмиевые и никель-металлогидридные аккумуляторы долгое время оставались популярными и широко использовались в аэрокосмической промышленности. Однако с развитием технологий появились литий-ионные аккумуляторы, обладающие лучшими характеристиками. С течением времени литий-ионные батареи были доработаны для использования композитного твердого электролита, в результате чего появились литий-полимерные аккумуляторы [2], характеристики аккумуляторов представлены в таблице 1. Солнечные элементы, содержащие фотоэлектрический материал, производят постоянный ток из солнечного света, который можно использовать для питания оборудования или для зарядки аккумулятора. Однако солнечные панели имеют низкую энергетическую плотность, что означает, что для получения достаточного количества энергии требуется большая площадь. Это создает трудности в интеграции на небольших летательных аппаратах.

Таблица 1. Характеристики распространенных аккумуляторов

Характерная черта	Никель-кадмиевый	Никель-металлогидридный	Литий-ионный	Литий-полимерный
Удельная энергоемкость, Вт*ч/кг	45-65	60-72	110-270	130-200
Удельная мощность, Вт/кг	150-500	250-1000	1800	2800
Время перезарядки, ч	1	2-4	2-3	2-4
Эффективность, %	80	70	99,9	99,8
Продолжительность работы, мес	-	-	24-36	24-36
Жизненные циклы	100-900	500-1000	500-1000	800-900
Номинальное напряжение, В	1,2	1,25	3,6	3,7
Рабочая температура, °С	от -50 до 40	от -60 до 55	от -20 до 60	от -20 до 40

3. Количественные параметры систем питания

В статье [3] проведен анализ существующих модулей на борту беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и проведена классификация используемых для их питания величин напряжений, тока и мощности: 5В/3,7А/18,5Вт; 12В/0,6А/7,2Вт. Эти различия в параметрах энергопотребления модулей связи и управления могут создавать трудности в обеспечении стабильности параметров питающих напряжений. Данная проблема возникает из-за необходимости адаптации системы энергоснабжения к разнообразным требованиям по напряжению, току и мощности. Неверный подбор параметров системы питания или недостаточная его мощность может привести к

снижению производительности, сбоям в работе модулей связи и управления, или повреждению электроники.

Использование систем обратной связи (ОС) позволяет достичь стабильности работы системы питания. Мониторинг выходных параметров и автоматический анализ изменения энергопотребления в нагрузке предоставляет возможность корректировать уровень напряжения. Использование ОС помогает выполнять функцию защиты, автоматически отключая питание или снижая напряжение при обнаружении короткого замыкания, перегрузки и перегрева.

4. Обеспечение ЭМС систем питания модулей связи и управления

При проектировании схем питания беспилотных роботизированных аппаратов необходимо обеспечивать требование обеспечения электромагнитной совместимости. Электронные компоненты беспилотных роботизированных аппаратов подвержены возможным воздействиям электромагнитных полей, которые могут возникнуть от работы двигателей и управляющих контроллеров, систем связи и силовых исполняющих устройств [4]. Минимизация влияния собственных электромагнитных излучений и помех на работу системы достигается сокращением размеров петель тока в электронных схемах, использованием фильтров на входах и выходах питания и сигнальных линиях, экранированием чувствительных компонентов.

Необходимо определить источники возможных ЭМП, при разработке системы питания с учетом требований по электромагнитной совместимости. В случае импульсных преобразователей измерения уровня помех часто показывают широкополосный спектр в диапазоне 30–400 МГц. Это связано с высокой скоростью переключения ключей транзисторов. Паразитные резонансные контуры, образованные емкостями и индуктивностями на плате, могут создавать синфазные помехи [5]. Эти помехи, передаваемые через паразитные связи, могут образовывать замкнутые контуры и вызывать электромагнитные излучения, что представлено на рисунке 1. Эффективным решением в данном случае является близкое расположение компонентов, укорачивание и утолщение дорожек, а также разделение полигонов заземления на аналоговую и силовую.

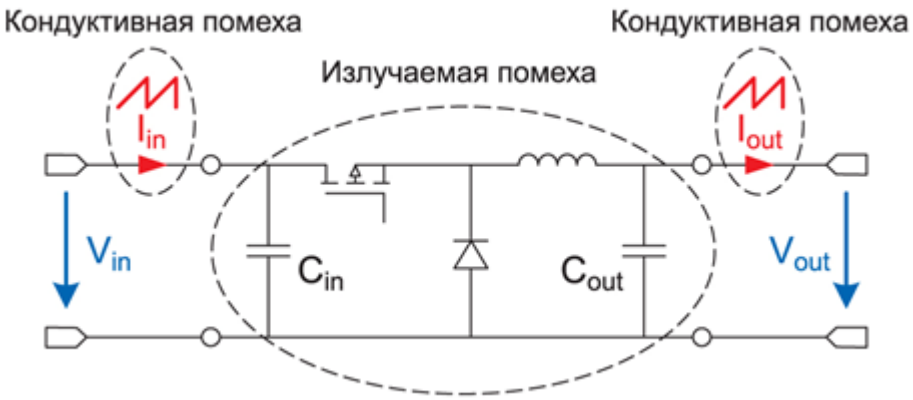


Рис. 1. Потенциальные источники излучаемых и кондуктивных помех

5. Заключение

Развитие беспилотных роботизированных аппаратов предъявляет высокие требования к надежности и эффективности их системы питания. Построение энергоэффективной системы питания модулей связи и управления представляет собой сложный инженерный процесс, в котором необходимо учитывать все факторы влияния систем друг на друга. При этом основными вопросами можно считать:

- определение необходимой емкости батарей или аккумуляторов, а также выбор типа источника питания;
- оценка энергопотребления модулей связи и управления для определения общего потребляемого тока;
- анализ потребления энергии в различных режимах работы: в режиме ожидания и в режиме передачи данных;
- разработка системы управления энергопотреблением для оптимизации использования ресурсов и продолжительности автономной работы;
- разработка системы зарядки и поддержания заряда источников питания, включая солнечные панели или другие методы генерации энергии.

Литература

1. Bohwa Lee; Sejin Kwon; Poomin Park; Keunbae Kim. Active power management system for an unmanned aerial vehicle powered by solar cells, a fuel cell, and batteries // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic., 2014, Volume 50, Issue 4, Page(s) 3167 – 3177.
2. Назаренко П. А., Модель БПЛА на солнечной энергии // П. А. Назаренко, В. И. Сатарова, Л. В. Макарова // Известия Тульского государственного университета. Технические науки., 2021., № 10., С. 44-51.
3. Соловьев А. Э., Прохорцов А. В, Ивахно Н. В., Новаков А. В., Предварительное проектирование системы электроснабжения беспилотного летательного аппарата // Известия Тульского государственного университета. Технические науки., 2023., № 3., С. 163-167.
4. Ромащенко М. А., Методы оптимального проектирования конструкций радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости и помехоустойчивости: диссертация на соискание ученой степени доктора наук., 2014., С. 392 с.
5. Рентюк В. Влияние выбора компонентов, схемотехнического и конструктивного решений на ЭМС современных DC/DC-преобразователей. Часть 1 // Компоненты и технологии., 2018, № 2., С. 199.

References

1. Bohwa Lee; Sejin Kwon; Poomin Park; Keunbae Kim. Active power management system for an unmanned aerial vehicle powered by solar cells, a fuel cell, and batteries // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic., 2014, Volume 50, Issue 4, Page(s) 3167 – 3177.
2. Nazarenko P. A., A model of a UAV powered by solar energy // P. A. Nazarenko, V. I. Satarova, L. V. Makarova // Proceedings of Tula State University. Technical Sciences., 2021., No. 10., pp. 44-51.
3. Soloviev A. E., Prokhortsov A. V., Ivakhno N. V., Novakov A.V., Preliminary design of an unmanned aerial vehicle power supply system // Proceedings of Tula State University. Technical Sciences., 2023., No. 3., pp. 163-167.
4. Romashchenko M. A., Methods of optimal design of structures of radioelectronic devices taking into account electromagnetic compatibility and noise immunity: dissertation for the degree of Doctor of Sciences, 2014, pp. 392.
5. In Rentyuk. The influence of selection components, circuit design and design solutions on the EMC of modern DC/DC converters. Part 1 // Components and Technologies., 2018, No. 2., p. 199.

ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К ПОДАВЛЕНИЮ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМИ АППАРАТАМИ

М.А. Ромащенко[1], Д.В. Васильченко[1], Г.П Золкин[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассматриваются методы и подходы, которые позволяют успешно бороться с различными видами помех и обеспечивать эффективную работу систем связи и управления роботизированными аппаратами. В качестве одного из возможных решений предлагается использование цифровых полосно-пропускающих фильтров. Приведена передаточная функция фильтра с переменной полосой пропускания, которая позволяет оценить влияние фильтра на входные сигналы различных частот. Даны рекомендации по оптимизации работы цифровых фильтров путем регулирования частотного отклика.

Ключевые слова: роботизированные аппараты, фильтры, помехи, сигнал, управление.

BASIC APPROACHES TO SUPPRESSING INTERFERENCE IN COMMUNICATION SYSTEMS AND CONTROL OF ROBOTIC DEVICES

M.A. Romashchenko[1], D.V. Vasilchenko[1], G.P Zolkin[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This work explores methods and approaches that allow for successful combat against various types of interference and ensure effective operation of communication and control systems for robotic devices. As one of the possible solutions, the use of digital band-pass filters is proposed. The transfer function of the filter with variable bandwidth is presented, which allows assessing the filter's impact on input signals of various frequencies. Recommendations are provided for optimizing the performance of digital filters by adjusting their frequency response.

Keywords: robotic devices, filters, interference, signal, control.

1. Введение

В современном мире при активном развитии технологий робототехники и автоматизации процессов, производители все чаще сталкиваются с помехами в системах связи и управления. К таким изделиям относятся беспилотные летательные аппараты (БПЛА) и беспилотные наземные транспортные средства (БНТС) принцип действия, которых основан на использовании беспроводной передачи данных. Для обеспечения оптимальных подходов к оценке качества проектирования в данной области необходимо учитывать ряд факторов. Важно учесть специфику работы системы связи и управления роботизированными аппаратами, такие как скорость передачи данных, диапазон рабочих частот, уровень помех и интерференции, а также требования к помехоустойчивости.

Одним из подходов к решению проблемы подавления помех в системах связи и управления роботизированными аппаратами является использование цифровых полосно-пропускающих фильтров (ППФ). Цифровые ППФ представляют собой устройства способные изменять полосу частот, которую они пропускают в зависимости от внешних условий или заданных параметров.

Применение цифровых фильтров позволяют разработчику устранить либо уменьшить влияния радиочастотных искажений в системах связи и управления, а также обеспечивают гибкость в адаптации к различным условиям и требованиям среды передачи сигналов. Цифровые ППФ имеют сложную конструкцию, так как практическая реализация может потребовать использования специализированных компонентов, что влечет к повышению стоимости устройства.

2. Характеристика объекта исследования

Для решения задач повышения помехоустойчивости каналов связи и управления в БПЛА легкого и среднего веса, характеризующиеся малой и средней дальностью действия могут использоваться цифровые ППФ. Классификация в соответствии с международной ассоциацией по беспилотным летательным системам представлена в таблице 1 [1]. Цифровой ППФ интегрируется в систему с целью оптимизации передачи сигналов. Это обеспечивает следующие преимущества: гибкость настройки рабочих частот, эффективное подавление помех, высокую скорость передачи данных, стабильное функционирование. Для минимизации занимаемого объёма внутри технического средства, применяемая аппаратура и оборудование имеют плотную компоновку, общие цепи питания и заземления [2]. При этом достигается уменьшение веса и размеров, которые минимизируют влияния на аэродинамические характеристики, что является важным аспектом для БПЛА.

Таблица 1. Классификация международной ассоциацией по беспилотным летательным системам [1].

Группа	Категория	Максимальный взлетный вес, кг	Дальность полета, км	Высота полета, м	Время полёта, ч
Тактические БПЛА	Легкие БПЛА малого радиуса действия	150	10-30	3000	2-4
	Легкие БПЛА среднего действия	200	30-70	3000	3-6
	Средние БПЛА с малой продолжительностью полета	150-500	70-200	3000-5000	6-10
	Средние БПЛА с большой продолжительностью полета	500-1500	>500	5000-8000	12-24

3. Функциональная схема цифровых полосно-пропускающих фильтров

Цифровой фильтр представляет собой дискретную систему, осуществляющую преобразование цифрового входного сигнала в цифровой выходной сигнал. Реализация цифровых фильтров может быть выполнена различными методами, например, с помощью программы на внешней ЭВМ или аппаратным способом, реализуемым на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС).

На рисунке 1 представлена упрощенная функциональная схема преобразователей с применением ППФ. Непрерывный сигнал $x(t)$ образуется и поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП), далее сигнал дискретизирует значения в моменты

времени $t=nT$, $n=0,1,\ldots$ преобразуя их в цифровой код в виде двоичного числа. Полученная последовательность $x(n)$ направляется в процессор, состоящий из арифметического устройства (АУ) и памяти (П). В процессоре выполняется преобразование последовательности $x(n)$, в результате чего формируется последовательность $y(n)$.

Данная последовательность $y(n)$ поступает на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), в котором текущее значение $y(n)$, представленное в цифровом виде, преобразуется в постоянное напряжение, удерживаемое в течение соответствующего интервала дискретности. На выходе ЦАП формируется непрерывный сигнал $y(t)$, где с помощью цифровых ППФ устраняются высокочастотные колебания, и выходной сигнал $y(t)$ цифрового фильтра приобретает сглаженный вид и дает возможность перехода на другую полосу пропускания. Данное решение позволяет эффективно уменьшать помехи в системах связи и управления роботизированными аппаратами.

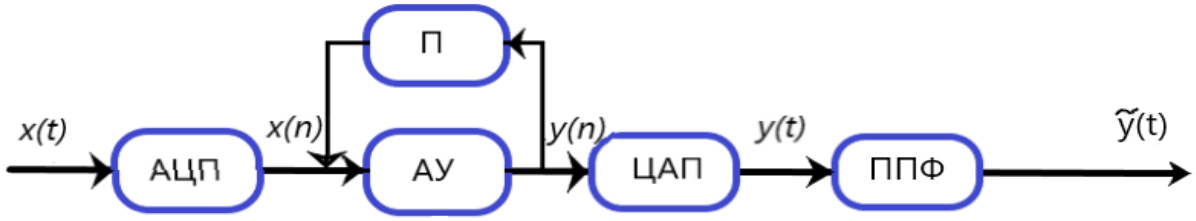


Рис.1. Функциональная схема цифрового полосно-пропускающего фильтра

Для математического описания динамической системы используется передаточная функция фильтра с переменной полосой пропускания, которая позволяет оценить влияние фильтра на входные сигналы различных частот. Передаточная функция может быть вычислена по (1): [2]

$$y_{(n)} = \frac{1}{B_0}\left(\sum_{j=0}^{8}\left(A_j x(n-j)\right) - \sum_{j=1}^{8}\left(A_j x(n-j)\right)\right) (1)$$

Где – $x(n)$ последнее измерение сигнала, а $x(n-1)\ldots x(n-8)$ – восемь предыдущих последовательных измерений сигнала, у – $y(n)$ текущее отфильтрованное значение сигнала, а $y(n-1)\ldots y(n-8)$–восемь предыдущих последовательных значений отфильтрованного сигнала.

4. Эффективность цифровых полосно-пропускающих фильтров в системах связи и управления роботизированными аппаратами

Одной из основных проблем, с которой сталкиваются БПЛА, является высокая помеховая активность, которая негативно влияет на системы связи и управления. Основными видами помех, которые могут повлиять на работу системы связи и управления, являются электромагнитные и радиочастотные помехи. Эти помехи могут вызывать нарушения в передаче данных, управлении полетом и взаимодействии с оператором.

Цифровой ППФ противодействует нестабильностям связанными с влиянием радиочастотных помех активного действия, что затрудняет или делает невозможным связь между БПЛА и его оператором. Принцип активного подавления радиосигналов заключается в применение генераторов помех, которые генерируют радиочастотные

сигналы с узким диапазоном действия определенной мощности, с целью создания помехового поля в определенной области.

Принцип действия ППФ основан на принципе регулирования отношений сигнал/шум и изменения полосы пропускания. Оптимальным выбором частоты для внедрения цифрового ППФ является 2,4 ГГц, данное решение позволит регулировать полосу пропускания, расширить диапазон действия и улучшить огибающую способность сигнала. Регулирование частотного отклика фильтров приводят таким образом, чтобы отношение сигнал-шум отфильтрованных сигналов увеличивалось до максимума. Следовательно, уровень принимаемого сигнала изменяется в широком диапазоне, который составляет 2412 до 2472 МГц, кроме этого данная частота разделена на 14 каналов с шириной каждого 20 МГц и пропускная способность не менее 100 кбит/с.

Использование цифровых ППФ для подавления радиочастотных помех в системах связи и управления роботизированными аппаратами имеют ряд преимуществ и недостатков. Применение цифровых фильтров позволяет повысить качество сигнала за счет уменьшения влияния шумовых компонентов, улучшения точности и стабильности работы системы. Однако использование фильтров может привести к задержкам в обработке сигналов, потере информации при настройке фильтров на определенные диапазоны частот, а также к увеличению вычислительной нагрузки.

5. Заключение

Применение цифровых ППФ является одним из основных решений для эффективного преодоления помех и обеспечения стабильной работы, который способен динамически реагировать на изменения в характеристиках радиочастотных помех, тем самым уменьшая воздействие искажений в системах связи и управления. ППФ обеспечит следующие достоинства: гибкость настройки, эффективное подавление помех, высокая скорость передачи данных, стабильное функционирование.

Одним из ключевых преимуществ цифровых ППФ перед аналоговыми альтернативами является их автоматическая адаптация к частотным параметрам помех. Это обеспечивает быстрое и точное реагирование системы на изменения в радиочастотной среде, минимизируя уровень искажений и обеспечивая стабильную передачу и прием данных.

Кроме того, цифровые ППФ характеризуются компактными размерами и небольшим весом, что не оказывает влияния на аэродинамические характеристики, что является важным аспектом для БПЛА.

Литература

1. Bento Maria de Fatima. Unmanned Aerial Vehicles: An Overview // Inside GNSS. 2008. Vol. 3. № 1. P. 54–61.
2. Ромащенко, М. А. Технические аспекты обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи / М. А. Ромащенко, Р. Г. Коновалов, М. Е. Воробьев // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 8. – С. 59-66. – DOI 10.18127/j00338486-202308-10. – EDN SHNADF.
3. Цифровой полосовой фильтр. [Электронный ресурс] // URL-адрес: https://elemyo.com/podderjka/info_ispolzovanie/bandpass. (дата обращения:22. 04. 2020).

REFERENCES

1. Bento Maria de Fatima. Unmanned Aerial Vehicles: An Overview // Inside GNSS. 2008. Vol. 3. No. 1. R. 54–61.
2. Romashchenko, M. A. Technical aspects of ensuring electromagnetic compatibility for mobile communication objects / M. A. Romashchenko, R. G. Konovalov, M. E. Vorobyov // Radio engineering. – 2023. – T. 87, No. 8. – P. 59-66. – DOI 10.18127/j00338486-202308-10. – EDN SHNADF.
3. Digital bandpass filter. [Electronic resource]. URL: https://elemyo.com/podderjka/info_ispolzovanie/bandpass. 04/22/2020.

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ УСТРОИСТВ СВЯЗИ НАЗЕМНЫХ И ВОЗДУШНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ

М.А. Ромащенко[1], Д.В. Васильченко[1], Р.С. Сухомлинов[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассмотрены ключевые принципы экранирования в задачах обеспечения помехоустойчивой работы устройств связи. Приведена актуальность защиты от сильных электромагнитных помех (ЭМП). Проведена классификация частотных диапазонов используемых для связи наземных и воздушных роботизированных аппаратов. Выполнен анализ воздействия электромагнитных помех и намечены пути, направленные на снижение взаимного влияния устройств. В качестве одного из эффективных способов защиты от электромагнитны помех предлагается использовать электромагнитное экранирование. Предложено применение гибридных материалов для создания экранирующих структур.

Ключевые слова: экранирование; электромагнитные помехи; роботизированные аппараты; система связи.

BASIC PRINCIPLES OF SHIELDING COMMUNICATION DEVICES OF GROUND AND AIR ROBOTIC DEVICES

M.A. Romashchenko[1], D.V. Vasilchenko[1], R.S. Sukhomlinov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. In this paper, the key principles of shielding in the tasks of ensuring noise-resistant operation of communication devices are considered. The relevance of protection against strong electromagnetic interference (EMI) is given. The classification of frequency ranges used for communication of ground and air robotic devices is carried out. An analysis of the effects of electromagnetic interference has been performed and ways aimed at reducing the mutual influence of devices have been outlined. It is proposed to use electromagnetic shielding as one of the effective ways to protect against electromagnetic interference. The use of hybrid materials to create shielding structures is proposed.

Keywords: shielding; electromagnetic interference; robotic devices; communication system.

1. Введение

Перспективные разработки роботизированных аппаратов, таких как научные роверы, беспилотные летательные аппараты (БПЛА) и передвижные манипуляторы требуют постоянного поиска новых технических решений, способствующих обеспечению непрерывного и эффективного функционирования. В виду того, что данные устройства часто подвергаются воздействию внешних электромагнитных полей, одним из методов, часто применяемых для снижения данного влияния на радиоэлектронную аппаратуру (РЭА), является экранирование. В дополнение к таким способам как зонирование, фильтрация, заземление и контроль перенапряжений, экранирование в некоторых случаях представляет собой единственно целесообразный метод для уменьшения уровней воздействующих электромагнитных полей на РЭА.

2. Частотные диапазоны связи наземных и воздушных роботизированных аппаратов

Современные системы связи предназначены для эффективной передачи данных между устройством и удаленным оператором или управляющей системой. Применяемые частотные диапазоны выбираются в соответствии с конкретными требованиями и функциональностью устройства. Для передачи команд управления используются частоты 0.9 ГГц, 2.4 ГГц и 5.8 ГГц. Частота 0.9 ГГц выбирается в задачах, где требуется обеспечение большой дальности связи. Частота 2.4 ГГц представляет собой широко используемый диапазон, обеспечивающий стабильную связь на средних расстояниях. В свою очередь, частота 5.8 ГГц предоставляет более высокую пропускную способность и менее подвержена помехам, но ограничена в дальности передачи.

Для построения каналов передачи видео или другой информации, требующей высокой пропускной способности на уровне десятков и сотен мегабит в секунду, необходимы частоты превышающие 1 ГГц. Для достижения этого используются передатчики работающие в диапазонах 5.8 ГГц, 2.4 ГГц, 1.2ГГц и 1.3ГГц. Диапазон 5.8 применяется для обеспечения высококачественного воспроизведения видео и позволяет получить широкий спектр используемых каналов для минимизации воздействия помех. Диапазоны 2.4 ГГц, 1.2 ГГц и 1.3ГГц менее распространены, однако обеспечивают большой радиус действия передачи сигнала, что полезно при необходимости большей дальности передачи или преодоления препятствий. Тем не менее, устройства, использующие эти частоты, подвержены более высокой вероятности помех от других устройств, работающих на этих же частотах [1].

3. Анализ воздействия электромагнитных помех

Существует несколько основных дестабилизирующих факторов влияющих на качество функционирования каналов связи, которые могут вызывать помехи, деградацию сигнала или приводить к его потере. Основными из них являются: электромагнитные помехи (ЭМП), атмосферные условия и физические препятствия. При анализе воздействия ЭМП необходимо учитывать электромагнитную обстановку (ЭМО) в которой будет эксплуатироваться разрабатываемый наземный или воздушный роботизированный аппарат [2].

Рассматриваемый диапазон частот электромагнитных полей охватывает широкий спектр от единиц герц до десятков гигагерц, включая более чем пять порядков. Наиболее эффективный способ определить паразитные поля в местоположении РЭА или системы заключается в анализе ЭМО. При обзоре спектра идентифицируются все потенциально мешающие поля, прежде всего от вещательных радио- и телевизионных передатчиков, сотовых станций, радиолокационных и навигационных систем аэродромных служб (рисунок 1).

Важно отметить влияние атмосферных и солнечных шумов, молний и электростатических разрядов. На модуль систем связи роботизированных устройств возможно воздействие помех средних частот: радиочастоты (включая частоты сотовой связи) 900МГц, 2.4ГГц, 5.8ГГц и радиолокационные частоты 1.2ГГц. Этот анализ выполняется с использованием калиброванных антенн и специальных измерителей полей или анализаторов спектра и дает разработчику понимание того, что ЭМО формируется как техногенными, так и естественными источниками [3].

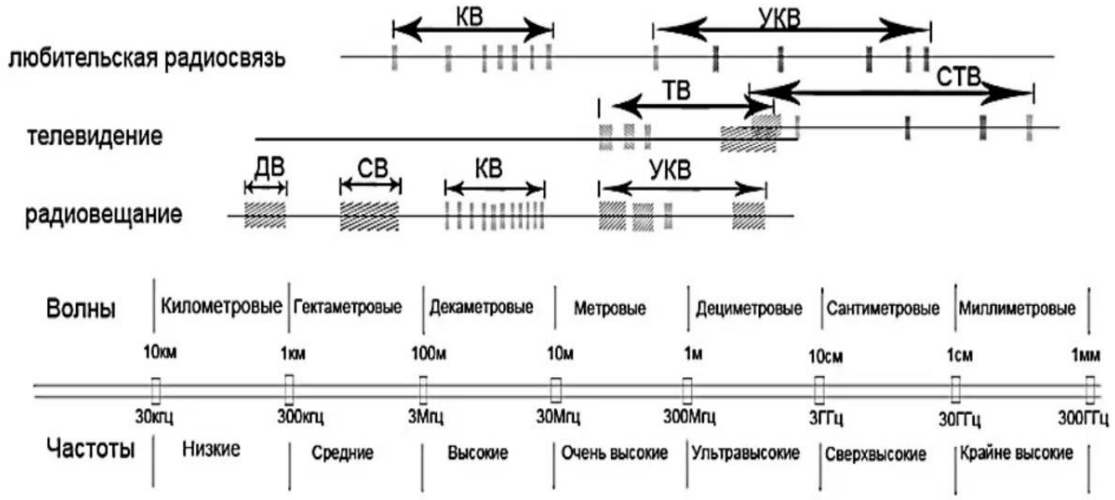


Рис. 1. Спектр потенциально помехонесущих частот

4. Экранирование как способ защиты от электромагнитны помех

Одним из способов обеспечения требований электромагнитной совместимости (ЭМС) является экранирование. Для задач обеспечения защиты от ЭМП наземных и воздушных роботизированных аппаратов (БПЛА со взлетной массой до 18кг и манипуляторы с максимальной снаряженной массой до 12кг) [4], необходимо обеспечить миниатюризацию и легкость конструкций экранирующих структур. Для выполнения данных требований приходится прибегать к дополнительным затратам. Если помеховые поля известны или могут быть спрогнозированы, то для минимизации затрат может быть определен набор оптимальных методов экранирования и применяемых для этого материалов.

При проектировании экранирующих структур разработчик имеет дело, как правило, с моделями идеальных и реальных экранов. Из-за необходимости обеспечения на поверхности таких экранов различных отверстий и проемов, предназначенных для прокладывания кабелей, проводов, оптоволоконных линий связи, элементов управления, вентиляции и индикаторных панелей внутрь защищенной области, как показано на рисунке 2, использование идеального варианта конструкции становится невозможным [3]. Ключевым элементом экранирующих структур становится балансировка между защитой от электромагнитных помех и поддержанием стабильной связи. Для предотвращения влияния на подвижные элементы роботизированного комплекса разработчику необходимо учитывать габаритные размеры и жесткость конструкции, а также ее вес. Конструкция экранирующих структур должна сбалансированно сочетаться с механическими характеристиками устройства, обеспечивая устойчивость, грузоподъемность и способность справляться с внешними воздействиями. С учетом воздействия атмосферных условий экранирующие структуры должны обеспечивать надежную защиту от дождя, снега и влажности, гарантируя стабильную работу в различных климатических условиях. Важна также и интеграция с другими компонентами, такими как датчики и камеры.

Для правильного создания экрана важно понимать как формируется электрическое поле в ближней и дальней зонах. В случае электрического поля защиту обеспечивает проводящий барьер, который либо отражает помеховое поле, либо направляет индуцированные заряды на заземление. Учитывая необходимость соблюдения требований по массе и размерам для экранирования используются композитные материалы, включающие в себя легкие металлические, магнитные сплавы и проводящие полимеры. Эти материалы обладают высокой эффективностью экранирования при

существенно меньшей массе и толщине по сравнению с традиционными металлическими экранами, что позволяет достигнуть оптимального баланса между защитными свойствами и необходимыми конструктивными ограничениями. Необходимо принимать во внимание, что любые отверстия или разрывы в этой структуре могут уменьшить ее эффективность. Эти аспекты важны для обеспечения эффективного функционирования экрана в реальных условиях использования.

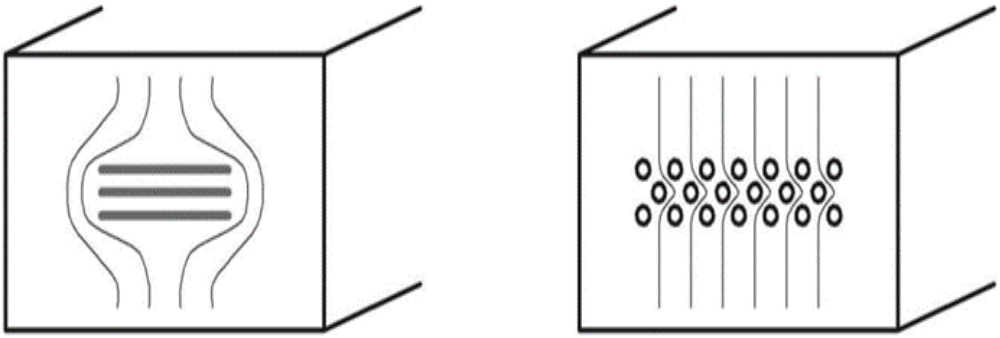


Рис. 2. Виды исполнения вентиляционных отверстий в корпусе

Создание экрана без соединительных элементов, швов и разрывов представляет собой сложную и ресурсоемкую задачу. Для обеспечения максимального эффекта экранирования важно, чтобы вихревые токи встречали как можно меньше сопротивления. Следовательно, все стыки, швы и разрывы должны быть ориентированы в направлении этих токов и быть перпендикулярными к помехонесущему полю [4].

5. Применение гибридных экранирующих структур

Существуют различные варианты конструкции экранов. Для использования в беспилотных роботизированных аппаратах оптимальным является гибридное решение экранирования. В таком случае объединяются металлические слои (алюминий) и магнитные листы предназначенные для минимизации ЭМП. В [5] показано, что данное решение обеспечивает значительное улучшение эффективности экранирования по сравнению с традиционными методами, особенно в условиях, когда требуется защита от ЭМП без необходимости перепроектирования устройства. Применение комбинации металлического слоя и слоя из магнитомягких материалов оказывается особенно эффективным для устройств, подвергающихся воздействию частот в диапазоне от 0.9 до 6 ГГц. Экранирующие структуры данного типа легко поддаются деформации и позволяют придавать им различные формы, что делает их достаточно перспективным, для использования в наземных и воздушных роботизированных аппаратах, где важна легкость и гибкость при сохранении высокой защиты от ЭМП.

6. Заключение

Использование экранирующих структур предоставляет возможность защиты систем связи наземных и воздушных роботизированных аппаратов от воздействия внешних электромагнитных помех. Процесс экранирования представляет собой комплексный и трудоемкий процесс, включающий в себя ряд аспектов - от оптимального выбора материалов для экрана до правильного синтеза его структуры. В то же время, экранирующие структуры играют ключевую роль в обеспечении электромагнитной совместимости и надежности работы электронных устройств. Подбор материалов с учетом электромагнитных характеристик, оптимальное конструирование, а также грамотное сочетание с механическими параметрами устройства являются

важными моментами для успешного экранирования, что показывает необходимость интегрированного подхода к процессу, учитывающего технические, конструктивные и материальные аспекты. Одним из перспективных подходов создания экранирующих структур является применение гибридных материалов состоящих из чередующихся слоев металлических и магнитомягких материалов.

Литература

1. D. Topić, K. Malarić and D. Muha, "Behavior of 2.4 GHz unmanned aerial vehicle (UAV) under intereference," 2018 First International Colloquium on Smart Grid Metrology (SmaGriMet), Split, Croatia, 2018, pp. 1-4, doi: 10.23919/SMAGRIMET.2018.8369842.
2. Ромащенко, М. А. Методы оптимального проектирования конструкций радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости и помехоустойчивости: диссертация на соискание ученой степени доктора наук / Ромащенко Михаил Александрович, 2014. – 392 с. – EDN YMFPCZ.
3. Кечиев Л.Н. К 37 Экранирование радиоэлектронной аппаратуры. Инженерное пособие /Л.Н. Кечиев. – М.: Грифон, 2019. – 720 с., ил.
4. Хрущ, Р. М. Выбор беспилотного летательного аппарата для решения задач топогеодезического и навигационного обеспечения / Р. М. Хрущ, А. В. Соловьев, Р. Б. Ахматов // Информация и космос. – 2022. – № 1. – С. 117-121. – EDN SRRASX.
5. Victoria, J., Suarez, A., Martinez, P.A., Amaro, A., Alcarria, A., Torres, J., Herraiz, R., Solera, V., Martinez, V., & Garcia-Olcina, R. (2024). Advanced Characterization of a Hybrid Shielding Solution for Reducing Electromagnetic Interferences at Board Level. Electronics, 13(3), 598.

References

1. D. Topić, K. Malarić and D. Muha, "Behavior of 2.4 GHz unmanned aerial vehicle (UAV) under intereference," 2018 First International Colloquium on Smart Grid Metrology (SmaGriMet), Split, Croatia, 2018, pp. 1-4, doi: 10.23919/SMAGRIMET.2018.8369842.
2. Romashchenko, M. A. Methods of optimal design of structures of radioelectronic devices taking into account electromagnetic compatibility and noise immunity: dissertation for the degree of Doctor of Sciences / Romashchenko Mikhail Alexandrovich, 2014. – 392 p. – EDN YMFPCZ.
3. Kechiev L.N. K 37 Shielding of electronic equipment. Engineering manual / L.N. Kechiev. – M.: Gryphon, 2019. – 720 p., ill.
4. Khrushch, R. M. The choice of an unmanned aerial vehicle for solving problems of topogeodesic and navigation support / R. M. Khrushch, A.V. Solovyov, R. B. Akhmatov // Information and Space. – 2022. – No. 1. – pp. 117-121. – EDN SRRASX.
5. Victoria, J., Suarez, A., Martinez, P.A., Amaro, A., Alcarria, A., Torres, J., Herraiz, R., Solera, V., Martinez, V., & Garcia-Olcina, R. (2024). Advanced Characterization of a Hybrid Shielding Solution for Reducing Electromagnetic Interferences at Board Level. Electronics, 13(3), 598.

Научное издание

РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXX Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.)

Том 4

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 12.04.2024. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 28,0. Тираж 60 экз. Заказ 220

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
https://rlnc.ru

и в группе ВКонтакте:
https://vk.com/rlncru

e-mail конференции:
info@rlnc.ru

ISBN 978-5-9273-3964-8

ISBN 978-5-9273-3968-6