# RLNC*2020

## 29 сентября – 01 октября 2020 г.

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

**Том 5**

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*
*XXVI Международной научно-технической конференции*
*(г. Воронеж, 29 сентября – 1 октября 2020 г.)*

Т о м 5

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2020

УДК 621.37
ББК 32
Р15

**Радиолокация, навигация, связь :** сборник трудов XXVI Меж-
Р15 дународной научно-технической конференции (г. Воронеж, 29 сентября – 1 октября 2020 г.) : в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2020.
ISBN 978-5-9273-3067-6

Т. 5. – 2020. – 442 с.
ISBN 978-5-9273-3072-0

В сборник вошли материалы XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2020). Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами в области передачи и обработки информации, радиолокации, навигации, современных электронных систем и др. Достижение этой цели 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.

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3072-0 (т. 5)
ISBN 978-5-9273-3067-6

© Воронежский государственный университет, 2020
© АО «Концерн “Созвездие”», 2020
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2020

# СОДЕРЖАНИЕ

## Том 1

## Пленарные доклады

ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫЕ ПЛАТФОРМЫ ДЛЯ НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ КАК ВАЖНЕЙШИЙ КОМПОНЕНТ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ ОБЩЕСТВА
А. А. Зацаринный.....1

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ СТАТИСТИЧЕСКОЙ РАДИОТЕХНИКИ В ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИСТЕМАХ КОГНИТИВНОЙ РАДИОСВЯЗИ
М. Л. Артемов.....10

ПРОГНОЗ РАЗВИТИЯ НАУКИ, ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ ДО 2030 ГОДА
В. И. Борисов.....27

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

АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МИКРОФОННЫХ РЕШЕТКАХ
Л. И. Аверина, Д. С. Кузнецов.....37

АЛГОРИТМ АНАЛИЗА И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ О КОМПЬЮТЕРНЫХ ИНЦИДЕНТАХ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ
Д. А. Кошелев, К. О. Литвинов, К. С. Меретуков.....47

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПАРНОГО D-КОДА
Е. В. Кравцов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин.....52

АЛГОРИТМ ПРОВЕДЕНИЯ АТТЕСТАЦИИ ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
А. Л. Кевралетин, П. А. Шуманский.....59

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕХАНИЗМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В РАЗНОРОДНЫХ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
А. В. Веденеев, Н. Н. Толстых.....65

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ПОДСИСТЕМЫ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОГО КОНТУРА ФАПЧ И АДАПТИВНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА ПРИ ТИПОВЫХ ВОЗМУЩЕНИЯХ В КАНАЛЕ СВЯЗИ
В. А. Кукреш, Д. В. Мокринский, С. Н. Шиманов.....73

ВАЖНОСТЬ АДАПТАЦИИ КАК ЭЛЕМЕНТА СИСТЕМЫ В УПРАВЛЕНИИ
А. В. Сезин ..... 79

ВЛИЯНИЕ АДДИТИВНЫХ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ С НИЗКИМ УРОВНЕМ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО ПАРАМЕТРА ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач ..... 83

ДИСТАНЦИОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ КОЛЛЕКТИВНЫМИ ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ ПОСРЕДСТВОМ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ
П. А. Григорьев, А. И. Жирохов, М. И. Петренко ..... 94

ДОСТАТОЧНЫЕ УСЛОВИЯ УСТОЙЧИВОСТИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТУРА ОБЩЕГО ВИДА
Н. Д. Бирюк, А. Ю. Кривцов, О. С. Хорпяков, В. В. Юргелас ..... 98

ЗАДАЧА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ФОНОВЫХ ОТСЧЕТОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ СИГНАЛОВ РАДИОФИЗИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ
А. Е. Недопекин ..... 105

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ СИСТЕМНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МАЖОРИТАРНОГО МЕТОДА ОБРАБОТКИ СИНХРОНИЗИРУЮЩЕЙ ИНФОРМАЦИИ В MAC ПРОТОКОЛАХ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА
И. М. Ажмухамедов, В. В. Подольцев ..... 111

ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
Б. А. Бараболя, С. В. Караваев, В. М. Мусинов, А. В. Петухов, А. Г. Прыгунов ..... 122

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА МОМЕНТОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОЦЕНИВАНИЯ МНОГОМЕРНЫХ МАРКОВСКИХ ПРОЦЕССОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННО-НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ПО-ДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ
А. С. Митькин, В. А. Погорелов, Е. Г. Чуб ..... 132

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ПРИЕМА СИГНАЛА КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В ВИДЕ ШПС-ФМ СОГЛАСОВАННЫМ ФИЛЬТРОМ В СИСТЕМЕ ДКМВ РАДИОСВЯЗИ С ВЫНЕСЕННЫМ РЕТРАНСЛЯЦИОННЫМ ПУНКТОМ
А. А. Парфентьев ..... 149

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕКОТОРЫХ ПРОБЛЕМ РЕАЛИЗАЦИИ ЛЕГКОЙ КРИПТОГРАФИИ
В. Е. Гаврилов ..... 158

КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА
О. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов ..... 162

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ КАК СРЕДСТВО ПОВЫШЕНИЯ ИХ ЭФФЕКТИВНОСТИ
М. Б. Беспалова, Е. А. Кривцов, В. И. Парфенов ..... 173

КОНЦЕПЦИЯ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ НА ОСНОВЕ СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ ИЗБЫТОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ
А. К. Волков, А. К. Волков, А. А. Гладких ..... 180

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ СЕТИ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ
А. А. Парфентьев ..... 187

МЕТОД И АЛГОРИТМ ДИНАМИЧЕСКОЙ НАСТРОЙКИ СТРУКТУРЫ ПИРАМИДАЛЬНОГО АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА
А. Ю. Линович ..... 193

МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СТАБИЛЬНОСТИ ГЕНЕРАТОРОВ
И. А. Пилипенко, О. А. Сафарьян ..... 204

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ТРЕБОВАНИЙ К СЕТЯМ ОБМЕНА ДАННЫМИ
М. А. Добросельский, В. И. Курносов ..... 212

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОТ ВНЕШНИХ СЕТЕВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ
М. О. Лепешкин, О. М. Лепешкин, А. С. Шуравин ..... 222

МЕТОДИКА РАБОТЫ ДОЛЖНОСТНЫХ ЛИЦ ШТАБОВ ПО ПРОИЗВОДСТВУ РАСЧЁТОВ ДЛЯ ПРИНЯТИЯ ОБОСНОВАННЫХ РЕШЕНИЙ
А. О. Березин, Д. С. Вахромов, Д. В. Медведев, А. Е. Онучин ..... 227

МЕТОДИКА СИНТЕЗА СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ
М. А. Карпов, М. А. Коцыняк, О. С. Лаута, А. В. Мамай, И. Р. Муртазин ..... 231

МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ В ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ И ЛОКАЦИИ
С. Ю. Дашян, А. В. Зюльков, Ю. А. Кутоянц, О. В. Чернояров ..... 237

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ НА ОСНОВЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ
И. Я. Львович, Я. Е. Львович, Ю. П. Преображенский, А. П. Преображенский, О. Н. Чопоров.....243

МОДЕЛЬ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОМУ ДОСТУПУ НАРУШИТЕЛЯ К РЕСУРСАМ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
М. А. Карпов, М. А. Коцыняк, О. С. Лаута, А. В. Мамай, И. Р. Муртазин.....249

МОДЕЛЬ СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОТ ВНЕШНИХ СЕТЕВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ
А. С. Пермяков, Ю. К. Худайназаров, А. С. Шуравин .....256

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ГИБРИДНЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
К. И. Волович, В. А. Кондрашев .....262

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ МЕТОДИЧЕСКОГО АППАРАТА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Ю. С. Ионенков.....272

НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬ КАК МЕРА ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ КОНФЛИКТА
К. В. Пядухова, П. С. Сенин, Н. Н. Толстых .....282

ОБОСНОВАНИЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В СЕТИ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ ВЫНЕСЕННОГО РЕТРАНСЛЯЦИОННОГО ПУНКТА
А. А. Парфентьев .....287

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СЕГМЕНТА СЕТИ ОПЕРАТИВНОЙ СВЯЗИ
С. Д. Данилов, Р. В. Климов .....298

ОЦЕНИВАНИЕ МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЙ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ТРАССОВОГО ЗОНДИРОВАНИЯ
А. М. Киселев.....309

ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ
Б. А. Саид .....316

ОЦЕНКА ДОППЛЕРОВСКОГО СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ ТОНАЛЬНОГО СИГНАЛА В МНОГОЛУЧЕВОМ РАДИОКАНАЛЕ
В. В. Егоров, С. А. Лобов, М. Л. Маслаков .....322

ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ АЛГОРИТМА БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ
В. А. Левчук, Т. М. Печень, Д. Ю. Терентьева.....326

ОЦЕНКА ЧАСТОТНОГО СОСТАВА СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ФУРЬЕ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОКОННОГО СГЛАЖИВАНИЯ И БИНАРНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ
А. В. Желонкин, А. В. Машков, В. Н. Якимов .....334

ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ В СИСТЕМЕ НЕДВОИЧНЫХ КОДОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОГНИТИВНОЙ КАРТЫ
С. В. Шахтанов .....344

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
М. В. Голубкина, Л. Г. Козак.....354

ПОДХОД К ОБОСНОВАНИЮ СТРУКТУРЫ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ АТАКИ НА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННУЮ СЕТЬ
Д. А. Иванов, М. А. Коцыняк, А. С. Фроленков, К. В. Яцук.....360

ПОДХОД К УПРАВЛЕНИЮ СТРУКТУРОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ КОМПЛЕКСНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА
М. А. Карпов, М. А. Коцыняк, О. С. Лаута, А. В. Мамай, И. Р. Муртазин.....367

ПРИМЕНЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ОХРАНЫ БЕРЕГОВОЙ ЛИНИИ
Д. В. Ле, В. И. Парфенов.....374

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ В ПОСТКВАНТОВОЙ КРИПТОСИСТЕМЕ МАК-ЭЛИСА
Е. К. Карпухина, Н. Ю. Чилихин.....382

ПРОЦЕДУРА ФОРМИРОВАНИЯ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ КОДОВ
А. С. Аль-Месри .....389

РАЗМЕЩЕНИЕ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК
Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, М. А. Коцыняк, А. С. Фроленков ..... 394

## Том 2

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

СИНТЕЗ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ, ОПИСЫВАЮЩИХ ПОДСИСТЕМУ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОГО КОНТУРА ФАПЧ И АДАПТИВНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА
Д. А. Лебедев, Д. В. Мокринский, В. А. Цимбал ..... 1

СИСТЕМА АУТЕНТИФИКАЦИИ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. О. Березин, Д. С. Вахромов, М. В. Митрофанов ..... 10

СИСТЕМНЫЙ ИНТЕРФЕЙС ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ НАУЧНЫХ СЕРВИСОВ ЦИФРОВОЙ ПЛАТФОРМЫ
В. А. Кондрашев ..... 15

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АЛГОРИТМА ДЕКОДИРОВАНИЯ КОДА РИДА-СОЛОМОНА НА БАЗЕ КОГНИТИВНОЙ МЕТАФОРЫ
М. А. Дамдам ..... 25

СПОСОБ РАДИОСВЯЗИ С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ
М. П. Беляев, В. А. Уфаев ..... 32

ТЕХНОЛОГИЯ РАСПРЕДЕЛЕННОГО РЕЕСТРА (БЛОКЧЕЙН) В ОБЕСПЕЧЕНИИ ЗАЩИЩЕННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА
С. А. Вызулин, О. В. Годовых, А. В. Ивкин ..... 44

ФУНКЦИИ ЛЯПУНОВА В ЗАДАЧАХ НЕЙРОСЕТЕВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ: СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ
А. Б. Муравник ..... 49

ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА С НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ, НЕИЗВЕСТНОЙ АМПЛИТУДОЙ, ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ
М. В. Трифонов, И. В. Шевченко ..... 56

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ В ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЯХ ПЕРЕДАТЧИКА И ПРИЕМНИКА
Г. А. Бакаева, Г. С. Нахмансон .....67

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОДНОПОРОГОВОГО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДОЙ, ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ
А. А. Макаров, М. В. Трифонов .....78

ЦИФРОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ СИНТЕЗАТОР ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
Н. В. Дегтярев, Е. С. Клюжев, И. В. Рябов, И. В. Стрельников .....89

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ КОДЫ КАК ДЕТЕРМИНИРОВАННАЯ ТРАНСФОРМАЦИЯ ПРОВЕРОЧНЫХ ОТНОШЕНИЙ ИСХОДНОГО КОДА
А. А. Гладких .....98

## Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АЛГОРИТМ ОБЪЕДИНЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ (КАДРОВ) В ВИДЕОПОТОКЕ
Д. Н. Катков, С. Н. Мелешкин, В. П. Федосов .....104

ВИДЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ТВ ИЗОБРАЖЕНИЯ
А. А. Столяров .....109

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ПОВРЕЖДЕННЫХ УЧАСТКОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ СИНТЕЗА ТЕКСТУР
Р. Р. Ибадов, С. Р. Ибадов, С. Н. Мелешкин, В. П. Федосов .....113

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРНЫХ ТОЧЕК ИЗОБРАЖЕНИЯ ПО ДАННЫМ КОСВЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
В. А. Белозуб, М. С. Германчук, М. Г. Козлова, В. А. Лукьяненко .....119

ВЫДЕЛЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ ДОПЛЕРОВСКОГО ПОРТРЕТА ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМАХ РАДИОЛОКАЦИИ
Д. В. Маршаков .....130

КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ВЫСОКОТОЧНОЙ ОЦЕНКИ ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА В КАДРЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ
Ю. С. Радченко, О. А. Серебрянникова .....136

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТИВОВ ДЛЯ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА РАЗВЕДКИ ВОЗДУШНОГО ПРОСТРАНСТВА
А. С. Иванов, С. В. Плетнев, А. И. Стучилин.....146

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ПРОЦЕДУРЕ ИТЕРАЦИОННОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ С АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ
Д. В. Климов, Р. В. Климов.....160

РАСПОЗНАВАНИЕ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ СТРОИТЕЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ МЕТОДОМ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ
Е. Л. Шошин.....165

РАСПОЗНАВАНИЕ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АУГМЕНТАЦИЙ И СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
Н. А. Андриянов, Ю. Н. Гаврилина.....173

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Е. А. Аликулов, В. А. Кузнецов, А. Н. Потоцкий .....181

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

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ИОНОСФЕРЫ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ДВУХЧАСТОТНОГО ПРИЕМНИКА ГЛОНАСС/GPS
В. П. Пашинцев, М. В. Песков, М. А. Сенокосов, А. Ф. Чипига .....189

АЛГОРИТМЫ ВЗАИМНОЙ ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СЕТЯХ
С. Ю. Алехин, Е. В. Григорьев, А. Е. Лимарев, В. Е. Прохоров, Д. Ю. Чаркин.....197

АНАЛИЗ СВЯЗНОСТИ АБОНЕНТОВ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСЕТИ С РОКАДНЫМИ СВЯЗЯМИ ВНУТРИ И МЕЖДУ БАЗОВЫМИ СЕГМЕНТАМИ
Д. А. Караев, М. А. Лягин, И. В. Реджепов, В. Е. Тоискин.....211

АНАЛИЗ СПОСОБОВ ЗАЩИТЫ ЛВС СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
М. О. Лепешкин, А. С. Пермяков, А. С. Шуравин.....215

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОТОКОЛОВ УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ К СРЕДЕ В ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫХ СЕТЯХ
Е. В. Григорьев .....222

ВЛИЯНИЕ ВОЙН И ВООРУЖЕННЫХ КОНФЛИКТОВ НА СИСТЕМУ СВЯЗИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ
В. Г. Иванов, С. Г. Макаров, А. Ю. Савицкий.....241

ДЕКОДИРОВАНИЕ КОДА РИДА-СОЛОМОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АППРОКСИМАЦИИ ПАДЕ
В. В. Квашенников .....251

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ НЕИТЕРАТИВНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ
М. В. Хорошайлова .....260

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТЕЙ УКВ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ
А. А. Мухопадов, Н. Н. Науменко.....269

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СПД С РАЗЛИЧНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРОТОКОЛА X.25 НА ОСНОВЕ ПОГЛОЩАЮЩИХ КОНЕЧНЫХ МАРКОВСКИХ ЦЕПЕЙ
Е. А. Киселева, М. А. Лягин, В. Е. Тоискин, В. А. Цимбал.....274

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ СИНХРОНИЗАТОРА ДЛЯ ПАКЕТНОГО РАДИОМОДЕМА ДКМВ ДИАПАЗОНА
Д. В. Бредихин, А. В. Львов.....284

К ВОПРОСУ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ПРОТОКОЛЬНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ
Э. А. Бударин, В. Е. Дементьев, М. А. Карпов, А. Н. Михайлец, И. Р. Муртазин .....290

К ВОПРОСУ ОБ ОСОБЕННОСТЯХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ СИГНАЛИЗАЦИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
В. И. Курносов, А. В. Шестаков .....294

КВАДРАТУРНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ OFDM В КАНАЛАХ С ПАМЯТЬЮ
А. Н. Беспалов, В. Г. Карташевский, А. А. Филимонов .....303

КОНФИГУРИРОВАНИЕ УЗЛОВОЙ СТРУКТУРЫ ТРАНСПОРТНОГО УЧАСТКА СВЕРХВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ DWDM
Н. Ф. Бух-Винер, В. А. Карпенко, Ю. А. Тамм .....311

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ
С. В. Арлович, Е. В. Бабак, Т. М. Печень .....316

МЕТОД ДЕКОМПОЗИЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ПРОКЛЮЧЕННОМУ ВИРТУАЛЬНОМУ КАНАЛУ В РАДИОСЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
М. А. Лягин, В. Е. Тоискин ..... 323

МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ ПАРАМЕТРОВ
Д. С. Махов ..... 329

МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СЕТЕЙ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова ..... 343

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ЖИВУЧЕСТИ РАСПРЕДЕЛЁННОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
С. Е. Потапов, А. А. Потапова, М. В. Сагиров, А. Т. Шевчук ..... 349

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Н. Э. Кухтинов, А. А. Марухно, Е. В. Масевнин, А. А. Потапова ..... 357

ОПТИМАЛЬНОЕ КОДИРОВАНИЕ И ШИФРОВАНИЕ НА ОСНОВЕ ЭНТРОПИЙНОГО ПОДХОДА
А. С. Щеголеватых ..... 366

ОСНОВНЫЕ АСПЕКТЫ ПРАКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ШАБЛОНОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЦИОНАЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗМЕЩЕНИЯ РАЗНОРОДНЫХ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ КОРПОРАТИВНОГО УЗЛА СВЯЗИ НА МЕСТНОСТИ
С. В. Козлов, К. Г. Чупраков ..... 372

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ
Д. П. Комаристый ..... 382

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ НА ПРИЕМ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В СПУТНИКОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ
Б. А. Бараболя, С. В. Караваев, В. М. Мусинов, А. В. Петухов, А. Г. Прыгунов ..... 388

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ МНОГОПОЛЮСНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ ВЕРХНЕЙ ГРАНИЦЫ ЛИТВАКА–УШАКОВА
К. А. Батенков ..... 396

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИОНОСФЕРНОЙ МОДЕЛИ IRI ДЛЯ ОПЕРАТИВНОГО ПРОГНОЗА МПЧ
М. М. Анишин, Б. Г. Барабашов, О. А. Лаврентьев, Л. П. Радио .....402

## Том 3

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

ПЕРСПЕКТИВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ АНОМАЛЬНОГО ТРАФИКА В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ
А. С. Дубонос, А. В. Летавин, И. И. Михаил, И. Р. Муртазин.....1

ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ В КАНАЛАХ С ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ
Л. И. Аверина, О. К. Каменцев, А. Ю. Лафицкий.....6

ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ МИНИМАЛЬНО ДОСТАТОЧНОГО КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА РАДИОЦЕНТРОВ В КОММУТИРУЕМОЙ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ
Е. А. Киселева, М. А. Лягин, В. Е. Тоискин.....17

ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ РЕСУРСОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ
И. Р. Муртазин.....23

ПОДХОДЫ К СОВМЕСТНОМУ УПРАВЛЕНИЮ ТРАФИКОМ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ В СЕТЯХ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Р. М. Курбанов, А. В. Милашевский, С. В. Скидан, В. П. Хоборова.....30

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ АНАЛИЗА ПРОТОКОЛОВ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И НАПРАВЛЕНИЯ ЕЁ РЕШЕНИЯ
В. Е. Тоискин.....33

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЕВЫМИ УЗЛАМИ СВЯЗИ ОБЪЕДИНЕНИЯ
В. Г. Иванов, А. А. Кузьмицкий, А. Ю. Савицкий.....39

ПРОБЛЕМЫ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
О. М. Лепешкин, М. В. Митрофанов, А. С. Пермяков .....44

ПРОБЛЕМЫ ОБРАБОТКИ RSC-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В КАНАЛАХ С МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ
Е. О. Хабаров .....49

РАЗВИТИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ ПРОГРАММЫ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХСКОРОСТНОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ DWDM
Ю. А. Тамм.....58

РЕАЛИЗАЦИЯ LDPC-ДЕКОДЕРА НА ОСНОВЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГОСЛОЙНОГО ПЕРСЕПТРОНА
А. В. Башкиров, И. В. Свиридова, М. В. Хорошайлова.....61

СОГЛАСУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ
А. Н. Кончаков, М. Ю. Кончаков .....73

СРАВНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ АЛГОРИТМОВ PIC И SIC ДЛЯ СХЕМЫ V-BLAST MIMO
Е. В. Гончаров.....81

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ДЛЯ МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ
Л. И. Аверина, Р. С. Мирошников.....90

СФЕРА ПРИМЕНЕНИЯ И СУЩЕСТВУЮЩИЕ СИСТЕМЫ НАЗЕМНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПОСРЕДСТВОМ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН
К. Д. Бессонов, К. К. Томчук .....99

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

АДАПТАЦИЯ КВАЗИНЕПРЕРЫВНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ АВИАЦИОННОГО РАДАРА ПРИ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ДАЛЬНОМЕТРИИ ВОЗДУШНОГО ОБЪЕКТА
В. Н. Коврегин, Г. М. Коврегина.....107

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С ВОБУЛЯЦИЕЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ОТ ИМПУЛЬСА К ИМПУЛЬСУ.
В. В. Родионов .....121

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННОЙ ПО ДАЛЬНОСТИ ЦЕЛИ
Ю. В. Бакшеева, А. А. Монаков .....127

ВАРИАНТЫ КОНСТРУКТИВНОГО ПОСТРОЕНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С КОММУТАЦИОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ В ПЛОСКОСТИ ВЕКТОРА НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ, ПИТАЕМЫХ С ПОМОЩЬЮ ПЕЧАТНОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА
А. В. Ашихмин, А. В. Иванов, Ю. Г. Пастернак, П. В. Першин, И. В. Попов, Ф. С. Сафонов .....132

ВЛИЯНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ ФАЗЫ РАДИОСИГНАЛА НА КАЧЕСТВО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ТРАЕКТОРНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ПОЛЁТА НОСИТЕЛЯ РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ
К. В. Татаренков .....145

ДЛИТЕЛЬНОЕ НЕКОГЕРЕНТНОЕ НАКОПЛЕНИЕ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ЦЕЛИ
С. В. Козлов, К. В. Ле .....149

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ПРИ ПОЛНОМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОМ АНАЛИЗЕ
Н. В. Верденская, И. А. Иванова, Д. Д. Ступин .....158

ИМИТАТОР СИГНАЛА НИЗКОЛЕТЯЩЕЙ ВОЗДУШНОЙ ЦЕЛИ
А. С. Артюх, А. К. Ермаков, А. А. Монаков, Н. В. Поваренкин.....166

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ВПРИЕМНИКЕ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, В. Г. Маркин .....180

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ЛИНЕЙНОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ПИТАЕМОЙ С ПОМОЩЬЮ ЛИНЗЫ РОТМАНА, В ВИДЕ ЕДИНОЙ МНОГОСЛОЙНОЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ
А. В. Ашихмин, А. В. Иванов, Ю. Г. Пастернак, П. В. Першин, К. С. Сафонов.....189

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ ДВУХЭТАПНЫЙ АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ СО СКАНИРУЮЩЕЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ И ВНЕШНИХ ПОМЕХ
Х. Т. Ву, С. В. Козлов.....200

КЛАССИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ ПО РАДИОЛОКАЦИОННОМУ ИЗОБРАЖЕНИЮ
И. В. Зимин, Е. Г. Паринов .....216

КОМПЕНСАЦИЯ МИГРАЦИЙ СВЕТЯЩИХСЯ ТОЧЕК ПО ДАЛЬНОСТИ В РСА МЕТОДОМ «ЗАМКОВОГО КАМНЯ» БЕЗ ИНТЕРПОЛЯЦИИ
А. А. Монаков .....223

КОМПОЗИТНЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АЭРОДРОМА
Е. С. Перевозов .....233

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОГОЛОГРАММ В РЕЖИМЕ ДВУХПРОХОДНОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ СЪЕМКИ С БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
А. А. Воронин, В. П. Лихачев, А. В. Унковский.....240

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ
А. С. Артюх, Д. С. Вележев, А. К. Ермаков, Н. В. Поваренкин.....252

МЕТОД ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ С АПРИОРНО НЕИЗВЕСТНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ НА ОСНОВЕ ТАБУЛЯЦИИ КОМПЛЕКСНЫХ ВЕКТОРНЫХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ В СОСТАВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
А. В. Ашихмин, А. В. Иванов, Ю. Г. Пастернак, П. В. Першин, С. М. Федоров .....268

МЕТОД ПЕЛЕНГОВАНИЯ, ОСНОВАННЫЙ НА ИЗМЕРЕНИИ КОМПОНЕНТ ВЕКТОРА НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В РЕБРАХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛЫХ КУБОВ И ФОРМИРОВАНИИ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ИЗ МАГНИТНЫХ ВИБРАТОРОВ
А. В. Ашихмин, А. В. Иванов, Ю. Г. Пастернак, П. В. Першин, С. М. Федоров .....279

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ПОМЕХ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИМ РЛС, ИМИТИРУЮЩИХ ДВИЖУЩИЕСЯ ЦЕЛИ
И. А. Гвоздев, В. П. Лихачев .....290

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОБНАРУЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ АТМОСФЕРНЫХ ОБРАЗОВАНИЙ
А. В. Васильев, Г. С. Нахмансон .....297

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АЛГОРИТМА КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ ПО ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ПРИЗНАКАМ В ЦЕЛЯХ ИЗУЧЕНИЯ ИХ ИНФОРМАТИВНОСТИ
И. В. Зимин, А. А. Копылов.....305

НОВЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ЦЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИЗМЕРЕНИЙ ИХ РАДИАЛЬНОЙ СКОРОСТИ
П. З. Белоногов, И. П. Назаренко, С. М. Савельев, А. В. Щербинко.....312

ОБНАРУЖЕНИЕ ТРАЕКТОРИЙ МАНЕВРИРУЮЩИХ ЦЕЛЕЙ ПРИ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ
Д. С. Акиньшин, Г. С. Нахмансон.....323

ОБОБЩЕНИЕ ПОНЯТИЯ «ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ» НА СЛУЧАЙ РАДИОЛОКАТОРА С ПОЛНЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ АНАЛИЗОМ
Н. В. Верденская, И. А. Иванова.....335

ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННАЯ ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ОБСТАНОВКИ В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ ВОЗДУШНОГО ПРОСТРАНСТВА
А. В. Дубатовская, С. Н. Разиньков.....342

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ УЗКОПОЛОСНОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУХ МАЛОГАБАРИТНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
М. Н. Толубаев.....358

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ГРАНИЦЫ КРАМЕРА-РАО ПРИ ОЦЕНИВАНИИ УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В МАЛОКАНАЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМАХ
М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин.....370

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ПСЕВДОДАЛЬНОМЕРНОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ПАССИВНЫХ КОМПЛЕКСАХ
Р. С. Куликов, В. Б. Пудловский, А. А. Чугунов.....379

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПСЕВДОСПУТНИКА
А. В. Коровин, Ю. С. Левицкая.....388

ОЦЕНКА КОМПЕНСАЦИИ ПРЯМОГО И ПЕРЕОТРАЖЕННОГО СИГНАЛОВ В ТРАКТЕ ПРИЕМА МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин.....393

# Том 4

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

ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ФРЕНЕЛЯ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ
Д. О. Першиков, Д. А. Черепанов.....1

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ БОРТОВОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РНС
А. А. Филиппов.....7

ПРОБЛЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА МАЛЫХ ВЫСОТАХ
С. Р. Гейстер, А. В. Толмачёв.....16

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЯ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ АС-НП1 НА БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ
А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин, И. Б. Крыжко, П. В. Першин, А. А. Фатеев.....22

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ИЗ ПЕЧАТНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ С ЗАПИТКОЙ ПЕЧАТНОЙ ЛИНЗОЙ РАППАПОРТА
А. В. Ашихмин, А. В. Иванов, Ю. Г. Пастернак, П. В. Першин, Ф. С. Сафонов .....28

СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО АЛГОРИТМА ОПЕРАТИВНОЙ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ МАНЕВРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КВАЗИДЕТЕРМИНИРОВАННОЙ МОДЕЛИ ДВИЖЕНИЯ
Ю. О. Жуков, А. А. Костоглотов, А. А. Кузнецов, С. В. Лазаренко.....38

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ БОРТОВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
Н. Е. Гутерман, М. Л. Минина.....48

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ТРАЕКТОРНЫХ ПАРАМЕТРОВ МЕТОДАМИ ДЛИТЕЛЬНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ
А. В. Голубев, Ж. С. Олим, А. Б. Силантьев, К. А. Фернанду .....52

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ЭКВИВАЛЕНТЫ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ СО СКАНИРУЮЩЕЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ
Х. Т. Ву, С. В. Козлов ..... 63

СТРУКТУРА И АЛГОРИТМ РАБОТЫ МНОГОКАНАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ, РАДИОЛОКАЦИИ И ПЕЛЕНГАЦИИ
И. А. Глинкин, С. В. Литвинов, Д. С. Мудрик ..... 73

ТЕХНОЛОГИЯ СИНТЕЗА РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОРАБЕЛЬНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
С. А. Мочалов, А. В. Тихонов ..... 83

УЧЕТ ДОПЛЕРОВСКОГО ПРИРАЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ, ПРИ ПЕРВИЧНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ОБРАБОТКЕ В ПРИЕМНИКЕ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
В. М. Безмага, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, А. В. Смолин ..... 92

ЭКСТРАПОЛЯЦИЯ КООРДИНАТ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДИНАМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ДВИЖЕНИЯ
Ю. О. Жуков, А. А. Костоглотов, А. А. Кузнецов, С. В. Лазаренко ..... 101

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

АВТОНОМНАЯ КУРСОВЕРТИКАЛЬ ДЛЯ МАЛОПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ В УСЛОВИЯХ СИЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ АНОМАЛИЙ
А. О. Марков ..... 108

АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ ШУМОВОГО ИСТОЧНИКА
Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, Г. А. Ляхов, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец ..... 117

АЛГОРИТМ НАХОЖДЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО РАССТОЯНИЯ МЕЖДУ ТОЧКАМИ КОРРЕКЦИИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ
М. Г. Белоножко ..... 127

АЛГОРИТМ НАХОЖДЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КООРДИНАТ И СКОРОСТЕЙ ОБЪЕКТОВ СКАНИРУЮЩЕЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ
В. К. Клочко ..... 136

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ТЕКУЩИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ ПО КООРДИНАТАМ ПРИ ПРОЕЗДЕ ХАРАКТЕРНЫХ ТОЧЕК МАРШРУТА
В. В. Устинов .....141

АНАЛИЗ ДЕТЕРМИНИРОВАННОГО ПОДХОДА К ОПРЕДЕЛЕНИЮ КООРДИНАТ И УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ БОРТОВЫХ ПЕЛЕНГАТОРНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ
А. Д. Виноградов, Л. А. Минин, Е. Ю. Морозов, С. Н. Ушаков .....150

АНАЛИЗ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ ВЕКТОРНОЙ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ АНТЕННЫ
В. В. Григорьев, А. Н. Симонов .....156

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ШУМОВОГО ИСТОЧНИКА
Г. Н. Кузнецов, В. М. Кузькин, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий, С. А. Ткаченко .....163

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО МОДУЛЯТОРА НА ОСНОВЕ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ ФАЗОВОЙ ПЛАСТИНЫ В УГЛОМЕРНЫХ РАДИОМАЯЧНЫХ СИСТЕМАХ
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков .....175

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОТНОСИТЕЛЬНОГО РЕЖИМА
А. Р. Бестугин, Г. Г. Негрескул, П. А. Семенов .....180

ИТЕРАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ НЬЮТОНА-РАФСОНА В СУММАРНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТОМЕТРИИ
А. А. Ануфриев, С. В. Богдановский, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов .....187

КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ ПРИ НЕКОГЕРЕНТНОМ АЛГОРИТМЕ ПРИЕМА BPSK - СИГНАЛОВ
А. А. Дагдаев, П. Д. Коратаев, Д. А. Масолов, М. Ю. Пакляченко .....197

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ОСНОВНЫХ ВИДОВ ПОМЕХ, ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ НА АППАРАТУРУ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС
А. А. Дагдаев, В. О. Журавлев, П. Д. Коратаев, В. В. Неровный .....204

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НАВИГАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ И ЕЕ РАЗВИТИЕ В МЕТОДОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К СИСТЕМЕ НВО ПОЛЕТОВ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АВИАЦИИ
А. В. Коровин, Д. А. Устюжанин .....208

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ПРИЕМНИКА НАВИГАЦИОННЫХ ВОС СИГНАЛОВ ГНСС В УСЛОВИЯХ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ
Д. С. Гнилицкий, В. А. Миронов, В. В. Неровный, В. В. Цитиридис .....222

ОБНАРУЖЕНИЕ ШУМОВОГО ИСТОЧНИКА
И. В. Казначеев, В. М. Кузькин, Г. А. Ляхов, А. Ю. Малыхин, С. А. Переселков .....231

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ВОЗДУШНОЙ ЦЕЛИ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ НАЗЕМНОЙ СИСТЕМЕ НАБЛЮДЕНИЯ «РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ-ВОЗДУШНАЯ ЦЕЛЬ-ПРИЕМНИК»
А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, В. Г. Маркин .....243

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ
А. В. Коровин, Д. И. Савин .....249

ОЦЕНКА МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ГРУППЫ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ ТОЧНЫХ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ
К. К. Васильев, Л. Ю. Королев .....254

ОШИБКИ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА В ШИРОКОЗОННОЙ МУЛЬТИЛАТЕРАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ, ВЫЗВАННЫЕ ТРОПОСФЕРНЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ, И ИХ КОМПЕНСАЦИЯ
А. М. Миролюбов, А. А. Монаков .....260

ПЕЛЕНГОВАНИЕ ШУМОВОГО ИСТОЧНИКА ЗВУКА
Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, М. В. Куцов, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков .....271

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ СТОХАСТИЧЕСКОЙ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ОРИЕНТАЦИИ АНТЕННОГО КОМПЛЕКСА ПО ИЗМЕРЕНИЯМ БЕСКАРДАННОЙ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ
В. А. Погорелов, С. В. Соколов, А. Б. Шаталов .....279

СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕРМИНАЛЬНОГО ЗАКОНА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ НАВЕДЕНИЯ ОГНЕВЫХ СРЕДСТВ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Н. В. Крючков .....289

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ДЛЯ АЛГОРИТМА ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ В ГЕОИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ
А. В. Воронин .....296

## Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АЛГОРИТМ АНАЛИЗА ФРАКТАЛЬНЫХ СВОЙСТВ ТРАФИКА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СЕТЕВЫХ АНОМАЛИЙ
И. С. Барсуков, А. М. Бобрешов, М. П. Ряполов.....302

ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ШИРИНЫ СПЕКТРА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ, ПРИНИМАЕМЫХ НА ФОНЕ БЕЛОГО ШУМА
А. И. Парулин, П. А. Трифонов.....312

О ФРАКТАЛЬНОСТИ КОЛЕБАНИЙ И ВОЛН В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ И УСТРОЙСТВАХ (ПО МАТЕРИАЛАМ ДОКЛАДОВ НА МЕЖДУНАРОДНЫХ КОНФЕРЕНЦИЯХ, 2018-2019)
А. А. Потапов.....322

ОЦЕНКА ЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ, ПРИНИМАЕМЫХ НА ФОНЕ БЕЛОГО ШУМА
А. И. Парулин, П. А. Трифонов.....337

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАЗМЕРНОСТИ МИНКОВСКОГО ДЛЯ ФРАКТАЛЬНОГО АНАЛИЗА ТЕКСТУРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ МОНИТОРИНГА
Н. С. Акиншин, Р. Н. Акиншин, О. В. Есиков, А. В. Кулешов, А. А. Потапов.....346

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

ВЛИЯНИЕ ДИСПЕРСИИ МЕТАМАТЕРИАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА
Ю. Г. Пастернак, П. В. Першин, Е. А. Рогозин, Р. Е. Рогозин, С. М. Федоров.....356

ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫЕ ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ КА ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ ЛУЧА
Е. В. Манаенков.....363

ВЫЧИСЛЕНИЕ РАССЕЯННЫХ ПОЛЕЙ ДЛЯ ПАДАЮЩЕЙ И ОТРАЖЕННОЙ ВОЛНЫ В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ НА ИМПЕДАНСНОМ КЛИНЕ
В. В. Ахияров.....370

ДВЕНАДЦАТИРУПОРНЫЙ МОНОИМПУЛЬСНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ СО СВЕРХШИРОКОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
А. В. Иванов, Е. В. Манаенков.....378

ДИАПАЗОН ИЗМЕНЕНИЙ КЛЮЧЕВЫХ ПАРАМЕТРОВ ИОНОСФЕРНОГО КВ КАНАЛА ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ НА СУБАВРОРАЛЬНОЙ ТРАССЕ В УСЛОВИЯХ МАГНИТНО-ИОНОСФЕРНОЙ ВОЗМУЩЕННОСТИ В ОКТЯБРЕ 2016 ГОДА
Ф. И. Выборнов, А. В. Першин, А. М. Станченков, В. П. Урядов.....387

## Том 5

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СО СПИРАЛЬНЫМ РАЗМЕЩЕНИЕМ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
Т. М. Головко, И. М. Полещук .....1

МАЛОГАБАРИТНЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ДЛЯ МОНОИМПУЛЬСНЫХ ФАР L И S ДИАПАЗОНА
А. Л. Гусев, Е. В. Манаенков .....10

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРОВОДЯЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ
М. В. Аралкин, А. Н. Дементьев, Д. С. Клюев, О. В. Осипов .....17

МАТРИЦА ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ ДЛЯ ПЛАНАРНОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО РАМОЧНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ
А. Н. Дементьев, Д. С. Клюев, С. А. Коршунов, М. С. Курушкин, А. М. Нещерет .....27

МЕТОД АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО СИНТЕЗА ЛИНЕЙНОЙ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Л. В. Винник, В. И. Колесниченко, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий .....31

МЕТОД СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО ЭКВИВАЛЕНТНЫМ АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМ
А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий .....41

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР ГАРМОНИК
С. Н. Власенко, В. В. Задорожный, М. М. Мусаев.....52

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛИЖНЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ, ВОЗБУЖДАЕМОГО ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ СДВ-ДВ АНТЕННОЙ НА ГОНДОЛЕ ДВИГАТЕЛЯ
Т. В. Митрофанова.....59

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ
В. В. Ахияров ..... 65

НАКЛОННОЕ ЛЧМ ЗОНДИРОВАНИЕ ИОНОСФЕРЫ И ПРОГНОЗИРОВАНИЕ МНЧ НА ТРАССАХ БОЛЬШОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ
Г. Г. Вертоградов, В. Г. Вертоградов ..... 72

НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА СВЯЗАННЫХ ВИБРАТОРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЯХ
В. В. Задорожный, А. Ю. Ларин, Н. И. Чиков ..... 86

ОБ ОДНОЙ ФОРМЕ РЕКУРРЕНТНЫХ СООТНОШЕНИЙ ДЛЯ ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПРОНИЦАЕМОСТИ МНОГОСЛОЙНЫХ ЭКРАНОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН
Н. С. Камалова, С. А. Колычев ..... 91

ОБ ОПЫТЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДКМВ ДИАПАЗОНА НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ
И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов ..... 98

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОТДЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, НАХОДЯЩИХСЯ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач ..... 105

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ДИНАМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ СО СНИЖЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЗАМЕТНОСТЬЮ
Д. В. Амбросов, Д. О. Калинушкин, В. А. Кузнецов, Н. А. Меньших, А. В. Финагеев ..... 115

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ С МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМОЙ
С. В. Козлов, К. В. Ле ..... 126

ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ ДЛЯ ТРЕХМЕРНОЙ ПЕЧАТИ
А. М. Бобрешов, К. С. Жевнеров, А. А. Кононов, И. С. Коровченко, К. В. Смусева, Г. К. Усков ..... 137

ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ МНОЖИТЕЛИ ДЛЯ АНАЛИЗА ПОЛЯ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ МЕТОДОМ ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
А. М. Бобрешов, В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков ..... 144

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ MIMO СИСТЕМЫ ПРИ НАЛИЧИИ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ
А. С. Колупаева, Ю. Н. Паршин .....156

РАЗРАБОТКА ИНТЕГРИРОВАННОГО ЭЛЕМЕНТА ПРОХОДНОЙ ФАР КА-ДИАПАЗОНА С КВАДРУПОЛЬНЫМ ФЕРРИТОВЫМ ПОЛЯРИЗАТОРОМ
Е. В. Комиссарова, В. М. Крехтунов, А. С. Смирнов, А. И. Фирсенков, А. А. Фирсенков.....162

РАЗРАБОТКА КОМПАКТНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО РАСФАЗИРОВАННОГО РУПОРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
М. Б. Мануилов, В. А. Рудаков, В. А. Следков .....169

РАСЧЕТ ИЗЛУЧЕНИЯ НЕСИММЕТРИЧНОГО ВИБРАТОРА МЕТОДОМ СОСРЕДОТОЧЕННОГО ЗАРЯДА
А. М. Бобрешов, С. Е. Нескородов, К. В. Смусева, Г. К. Усков .....175

РЕАЛИЗАЦИЯ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВОЙСТВ ТРАНСФОРМАЦИОННОЙ ОПТИКИ
Ю. Г. Пастернак, П. В. Першин, Е. А. Рогозин, Р. Е. Рогозин, С. М. Федоров .....180

РЕШЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ ХАФФОРДА ДЛЯ ПРОГНОЗА МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ
В. В. Ахияров .....187

СИНТЕЗ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА С ПЛОСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА КВАЗИКОНФОРМНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ
А. М. Бобрешов, А. Ю. Киселев, А. В. Лазарев, А. В. Усков.....194

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННЫ БОЛЬШОГО ТОКА
А. А. Волков.....200

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА МОДЕЛЯХ ВЕТВЕЙ ДЕРЕВЬЕВ
А. А. Афонин, В. А. Тимофеев .....207

ФАР С НИЗКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЗАМЕТНОСТЬЮ
В. И. Гриднев .....217

ФОРМИРОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЕЛЕНГАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ НЕПРЕРЫВНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ
А. В. Ашихмин, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, С. М. Федоров .....227

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ФАЗОРАЗНОСТНОЙ ГИПЕРБОЛИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ ПО НЕЗАВИСИМЫМ ПРОГРАММНО-ЗАДАННЫМ ТРАЕКТОРИЯМ
А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков .....233

ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА СВЯЗАННЫХ ВИБРАТОРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЯХ
Н. Н. Горбатенко, В. В. Задорожный, А. Ю. Ларин, Н. И. Чиков.....240

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ЦИФРОВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ
Л. И. Аверина, Е. П. Никитенко .....245

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ТЕМ РУПОРА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ
А. М. Бобрешов, Н. С. Сбитнев, К. В. Смусева, Г. К. Усков.....259

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ РЕШЕТКИ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВИБРАТОРОВ НА БОКОВОЙ ПОВЕРХНОСТИ КРУГЛОГО ЦИЛИНДРА КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ
А. В. Богословский, Д. Н. Борисов, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова.....264

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПРИ ЕЕ ВОЗБУЖДЕНИИ ВИДЕОИМПУЛЬСАМИ
А. А. Волков, П. А. Трифонов .....276

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

АЛГОРИТМЫ ВЫЯВЛЕНИЯ ГРУПП ТЕРРИТОРИАЛЬНО СОВМЕЩЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МОДИФИЦИРОВАННЫМ МЕТОДОМ СРЕДНЕГО СДВИГА
Э. А. Кирсанов, В. А. Татаринцев .....282

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОСИГНАЛОВ ОБЪЕМНОЙ ВИНТОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ С ПЕРЕМЕННЫМ ШАГОМ
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко.....291

ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБОЧНОГО ПРИЕМА БИТА В КАНАЛЕ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ, ВЫДЕЛЯЮЩЕМ НЕСУЩЕЕ КОЛЕБАНИЕ ИЗ ВХОДНОГО СИГНАЛА, ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ
А. А. Клюев, В. В. Михалёв, А. В. Петров .....298

ВОЗМОЖНОСТЬ РЕГИСТРАЦИИ СЛУЧАЙНЫХ И ОДИНОЧНЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ПАК «НАВИГАТОР-П5Г»
С. А. Вызулин, Р. Ю. Самохвалов .....304

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С УЧЕТОМ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ЧАСТОТ
А. В. Усков .....307

ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ НИКЕЛЬ-ЦИНКОВЫХ ФЕРРИТОВ
В. Ю. Бузько, С. А. Вызулин, А. И. Горячко, Д. А. Каликинцева, Е. Л. Мирошниченко.....315

КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА НА ФОНЕ СИГНАЛОПОДОБНОЙ ПОМЕХИ
А. С. Гундырина, Ю. Э. Корчагин, В. А. Степкин, К. Д. Титов.....321

КЛАССИФИКАЦИЯ АТАК НАРУШИТЕЛЯ НА СЕТЬ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ
Д. А. Иванов, М. А. Карпов, А. В. Летавин, А. В. Мамай, И. И. Михаил, И. Р. Муртазин .....330

КОРРЕКЦИЯ САМОПОРАЖЕННЫХ ЧАСТОТ В РЕЖИМЕ С ППРЧ
М. А. Евсеев .....336

МАСКИРОВКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО КАНАЛА УТЕЧКИ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ В ЦИФРОВЫХ РАДИОЛИНИЯХ СВЯЗИ
С. А. Ермаков .....341

МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОНФИГУРАЦИИ ПОСТОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ БЛА С МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ РЛС
Р. В. Антипенский, А. А. Донцов, Ю. Л. Козирацкий, Е. Е. Назаров.....348

МЕТОДИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЭКСПЕРТИЗЫ И КОРРЕКТИРОВКИ ПОТРЕБНОСТЕЙ В ОРБИТАХ И ПОЛОСАХ ЧАСТОТ ДЛЯ РАЗРАБАТЫВАЕМЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ
С. Н. Яньшин.....358

МЕТОДОЛОГИЯ СОЗДАНИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ АНАЛИЗА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ОБЪЕКТОВ НАЗЕМНОЙ КОСМИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ И КОСМИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ В ЧАСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ
М. А. Егоров, С. Е. Потапов.....365

ПОДХОД К ПОСТРОЕНИЮ СИСТЕМЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА СЕТЬ РАДИОСВЯЗИ С ПАКЕТНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ ПО УРОВНЯМ ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ОТКРЫТЫХ СИСТЕМ
Э. А. Бударин, М. А. Коцыняк, О. С. Лаута, Э. Г. Ледовская, И. Р. Муртазин.....369

ПРОБЛЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ НЕСАНКЦИОНИРОВАННО УСТАНОВЛЕННЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
А. В. Вершенник, А. Е. Глазов, В. В. Никитин .....373

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА НА ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
С. Н. Рожненко, М. А. Ромащенко, Д. С. Сеимова .....379

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ТЕСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ НА ВОЗДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ
Д. В. Васильченко, А. Л. Неклюдов, М. А. Ромащенко.....386

РАСЧЕТ МАКСИМАЛЬНОЙ ВЕРОЯТНОСТИ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК АЗИМУТАЛЬНОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА С КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ
И. С. Дмитриев, М. Ю. Ильин .....392

СИСТЕМА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ПАКЕТНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ИНФОРМАЦИИ
Д. А. Иванов, М. А. Коцыняк, О. С. Лаута, К. Г. Ледовская, И. Р. Муртазин .....402

## Том 6

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

СПОСОБ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМЫ ЭМС НА СОВМЕЩЕННЫХ ДКМВ РАДИОУЗЛАХ
В. Л. Хазан, А. Н. Юрьев .....1

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

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ИХ ВКЛЮЧЕНИЯ МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков .....8

АКСЕССУАРЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СВЧ-ТРАКТОВ
Б. М. Кац, А. И. Корчагин, К. А. Саяпин ..... 23

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА НА ГЕНЕРИРУЕМЫЕ СКИ
А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А. Д. Рязанцев, В. А. Степкин, Г. К. Усков ..... 30

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ И ОТЛАДКИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ
О. Т. Драк, А. И. Задорожный ..... 40

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФИКСИРОВАННОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ ПЛАВНО-СТУПЕНЧАТЫХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ КЛАССА II
В. В. Алексеев, В. П. Мещанов, К. А. Саяпин, В. В. Семенчук ..... 43

МОЩНЫЕ СВЧ И ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ ТРАНЗИСТОРЫ НА ОСНОВЕ НИТРИДА ГАЛЛИЯ
В. Е. Бельков, И. В. Семейкин, А. Н. Цоцорин, М. И. Черных ..... 48

НАСТРОЙКА КАНАЛЬНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ МУЛЬТИПЛЕКСОРОВ С ОБЩИМ СУММИРУЮЩИМ ВОЛНОВОДОМ
А. В. Воробьев, Б. М. Кац, А. И. Корчагин ..... 52

НОВОЕ ПОКОЛЕНИЕ МОЩНЫХ СВЧ LDMOS ТРАНЗИСТОРОВ АО "НИИЭТ"
Р. П. Алексеев, П. В. Пролубников, И. В. Семейкин, А. Н. Цоцорин, М. И. Черных ..... 58

ОБОСТРЕНИЕ СПАДА СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ
А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, В. А. Степкин, К. Д. Титов, Г. К. Усков ..... 62

ОЦЕНИВАНИЕ ТОЧНОСТИ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В ХОДЕ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ
А. А. Васильченко, И. В. Керимов, М. В. Морозов ..... 69

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПОДВИЖНЫМ СРЕДСТВОМ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ДОПЛЕРОВСКО-ВРЕМЕННЫМ МЕТОДОМ
С. И. Андронов, И. В. Коликов, В. В. Уткин ..... 80

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ИХ ВКЛЮЧЕНИЯ МЕЖДУ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ И НАГРУЗКОЙ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков ..... 86

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ СМЕШАННЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ИХ ВКЛЮЧЕНИЯ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков ..... 97

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ВЫБОРУ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ (СКК) МОДЕМА МАЛОГАБАРИТНОЙ СТАНЦИИ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ
А. В. Войнов, Н. Н. Плотников ..... 112

ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ DS2450 В АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ
А. В. Гаврилов, Э. В. Сёмка ..... 116

ПРИМЕНЕНИЕ СОВРЕМЕННОЙ КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ (СТАНДАРТНЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ) ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
А. С. Артюх, Д. С. Вележев, А. К. Ермаков, А. А. Меньших, Н. В. Поваренкин ..... 124

ПРОГРАММНАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА В САПР EMPRO
К. М. Зейде ..... 134

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ КАСКАДНОГО ИНТЕГРАЛЬНО-ГРЕБЕНЧАТОГО ФИЛЬТРА ТИПА БИХ ДЛЯ SDR ПЛАТФОРМЫ, ОРИЕНТИРОВАННОЙ НА МОНИТОРИНГ 2G-5G СОТОВЫХ СЕТЕЙ
Д. В. Журавлев, Д. И. Наумов, М. А. Сиваш ..... 140

РАЗРАБОТКА И МУЛЬТИФИЗИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОАКСИАЛЬНО ВОЛНОВОДНОГО ПЕРЕХОДА ВЫСОКОЙ МОЩНОСТИ
Б. М. Кац, А. И. Корчагин, К. А. Саяпин ..... 148

СВЧ ФОТОННЫЕ КРИСТАЛЛЫ – НОВЫЙ ТИП ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ И СТРУКТУР
Е. В. Латышева, Д. В. Пономарев, О. М. Рузанов, А. В. Скрипаль, И. О. Тимофеев, А. П.Фролов ..... 157

СОГЛАСОВАННЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР СКИ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ЗВОНА
А. М. Бобрешов, А. Е. Елфимов, А. С. Жабин, Г. К. Усков ..... 166

УСИЛИТЕЛЬ С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ СУММИРОВАНИЕМ МОЩНОСТИ Q-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
К. В. Бойко, С. В. Иванов, А. М. Прищенко, Е. В. Хмара, В. Н. Шацкий ..... 172

ФОРМИРОВАНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА НА ОСНОВЕ ОРГАНИЧЕСКОГО СВЕТОДИОДНОГО МИКРОДИСПЛЕЯ
А. М. Бобрешов, А. Г. Кошелев, Е. В. Лаптиёв.....183

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕ В ПЛЕНКАХ ДИОКСИДА ВАНАДИЯ ПРИ ФАЗОВОМ ПЕРЕХОДЕ МЕТАЛЛ - ИЗОЛЯТОР
О. Я. Березина, С. В. Бурдюх, А. Л. Пергамент, Е. А. Тутов, Е. Е. Тутов.....193

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МНОГОДИАПАЗОННОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ
С. В. Рудый, В. В. Харченко, Д. В. Харченко.....199

## Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

ЭКСПЕРИМЕНТ ПО ВОССТАНОВЛЕНИЮ КОВАРИАЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ИОНОСФЕРНЫХ ФАЗОВЫХ ФЛУКТУАЦИЙ НА БАЗЕ КОСМИЧЕСКОГО КАНАЛА СВЯЗИ
О. В. Горячкин, И. В. Маслов.....204

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

АНАЛИЗ СРЕДСТВ НАБЛЮДЕНИЯ ДЛЯ УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ НАЗЕМНЫМ ДВИЖЕНИЕМ НА АЭРОДРОМАХ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ
Е. А. Рубцов .....216

ВАРИАНТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. Ю. Живодерников, Ю. В. Ковайкин, П. В. Лебедев .....228

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ СИНТЕЗА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ КОМПЛЕКСА РАДИОСВЯЗИ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк.....236

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ДЛЯ РЕШЕНИЯ СИСТЕМЫ УРАВНЕНИЙ С НЕСКОЛЬКИМИ ПЕРЕМЕННЫМИ
Н. И. Елисеев, Д. А. Кошелев, А. А. Храмцов.....245

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ ИНФОРМАЦИОННЫХ РЕСУРСОВ РАДИОКАНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ
И. Н. Малышева, В. Ф. Свердел .....249

К ВОПРОСУ ПОВЫШЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ
И. С. Барабаш, Ю. В. Ковайкин, П. В. Лебедев.....257

КОНТРОЛЬ ОБМЕНА ИНФОРМАЦИОННЫМИ РЕСУРСАМИ
В. В. Жбанова, Д. А. Прокопчук .....262

КОНЦЕПЦИЯ ПОЛИТИКИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Е. А. Андриянов, Е. А. Войтегин, Д. А. Кошелев .....266

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕМЕНТАМИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМ НА ОСНОВЕ МАТРИЧНОГО ОПИСАНИЯ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ
К. В. Никульшин, М. В. Павловский.....269

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ СПЕКТРАЛЬНО ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ-С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ЧАСТОТНЫМИ СВОЙСТВАМИ
Д. И. Ушаков .....279

НЕАЛГОРИТМИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ АДАПТАЦИИ СЕТЕЙ СВЯЗИ, БАЗИРУЮЩИЕСЯ НА ПРИНЦИПАХ АКТУАЛИЗАЦИИ И ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ
А. В. Мержвинский, Б. М. Попов .....286

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К ПОСТРОЕНИЮ МАРШРУТА В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ: РЕАЛИЗАЦИЯ И АНАЛИЗ
А. Н. Голубинский, М. Н. Данильченко, А. Ф. Латыпова .....295

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БОЕВОЙ СИСТЕМЫ МЕТОДОМ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА
А. Н. Гаврилин, Г. И. Сагитова.....306

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ НА РАЗРАБОТКУ МЕТОДИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИНТЕЗА СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭРГОДИЧЕСКИХ СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОЦЕНОК ПОКАЗАТЕЛЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ И ПРИМЕНЕНИЯ ТЕНЗОРНОГО АНАЛИЗА
К. В. Никульшин.....313

ПРОБЛЕМА КОНТРОЛЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ
А. В. Вершенник, А. Е. Глазов, В. В. Никитин .....320

ПРОБЛЕМЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ КИБЕРПРОСТРАНСТВА
П. В. Закалкин, Ю. И. Стародубцев .....326

ПРОБЛЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ И СИСТЕМАХ
В. В. Никулина, И. А. Сафонов .....331

ПРОБЛЕМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ РЕСУРСЫ КИБЕРПРОСТРАНСТВА
П. В. Закалкин, С. А. Иванов, Ю. И. Стародубцев .....337

СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ СЕТЕВОГО ДОСТУПА В ЛОКАЛЬНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ В ВОИНСКОЙ ЧАСТИ (ОРГАНИЗАЦИИ)
Е. А. Андриянов, Д. А. Кошелев, А. А. Якшин.....343

СОВРЕМЕННОЕ ПОНИМАНИЕ МЕСТА ЦИФРОВОГО ИНФОРМАЦИОННОГО РЕСУРСА В ЦИКЛЕ УПРАВЛЕНИЯ РАДИОМОНИТОРИНГОМ
П. В. Заика, А. М. Кудрявцев, А. А. Смирнов.....347

СТРУКТУРА ПРОТОКОЛОВ УПРАВЛЕНИЯ И МОНИТОРИНГА
Д. А. Голяков, Ю. В. Ковайкин, П. В. Лебедев .....353

УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ ОБМЕНА УПРАВЛЯЮЩЕЙ ИНФОРМАЦИЕЙ В СЛУЖБЕ ПЕРЕДАЧИ И ДОСТАВКИ ФАЙЛОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СОВРЕМЕННЫМИ ИНФОКОММУНИКАЦИЯМИ
В. С. Артамонов, А. Н. Буренин.....361

ФОРМИРОВАНИЕ БАЗЫ ДАННЫХПАРАМЕТРОВ УЯЗВИМОСТЕЙ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
В. С. Артамонов, А. В. Винниченко.....372

ФОРМИРОВАНИЕ РЕЙТИНГА ЧАСТОТНЫХ КАНАЛОВ НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРЯМОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ
А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков.....383

# ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СО СПИРАЛЬНЫМ РАЗМЕЩЕНИЕМ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Т. М. Головко[1], И. М. Полещук[1]

[1]Донской государственный технический университет (ДГТУ), Ростов-На-Дону, Россия

**Аннотация.** В докладе рассматриваются вопросы построения фазированных антенных решеток (ФАР), вертикально ориентированные антенные элементы которых располагаются вдоль плоской спирали. Такие антенны позволяют осуществлять быстрое сканирование главного максимума диаграммы направленности (ДН) в секторе углов 0...360° по азимуту практически без изменения характеристик направленности (ширина главного луча и уровень боковых лепестков) и возможность совмещения нескольких диапазонов частот. Приведены результаты численных исследований для 8-элементной ФАР при различных геометрических параметрах плоской спирали.

**Ключевые слова:** фазированная антенная решетка; диаграмма направленности; кольцевое размещение антенных элементов, спиральное размещение антенных элементов.

# RESEARCH DIRECTION DIAGRAM PHASED ANTENNA ARRAY WITH SPIRAL PLACEMENT OF RADIATORS

T.M. Golovko[1], I.M. Poleschuk[1]

[1]Don State Technical University (DSTU) Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** The report discusses the construction of phased array antennas (PAR), the antenna elements of which are located along a flat spiral. Such antennas make it possible to quickly scan the main maximum of the directivity pattern in the sector of angles 0...360° in azimuth with virtually no change in the directional characteristics (the width of the main beam and the level of the side lobes and the possibility of combining several frequency ranges. The results of numerical studies for an 8-element phased antenna array with various geometric parameters of the spiral are presented.

**Keywords:** phased antenna array; directivity pattern; circular arrangement of antenna elements, spiral arrangement of antenna elements.

## 1. Введение

Кольцевые фазированные антенные решетки (ФАР) находят широкое применение в системах радиолокации, радионавигации, радиосвязи и радиомониторинга [1-3]. Указанное обстоятельство связано с тем, что в условиях априорной неопределенности положения источников сигналов такие антенны обеспечивают формирование диаграмм направленности (ДН) с практически постоянными параметрами (ширина главного луча и уровень боковых лепестков ДН) и практически «мгновенным» перемещением главного луча при сканировании в секторе 0...360° по углу азимута. Вместе с тем, в современных радиотехнических системах одним из важнейших требований является многодиапазонность, что определяется необходимостью уменьшения массогабаритных параметров в условиях приема радиосигналов различных частотных диапазонов.

При разработке ФАР, функционирующей в нескольких диапазонах частот, возникают вопросы построения антенного элемента и выбора межэлементного расстояния в составе ФАР. Указанные вопросы сохраняют свою актуальность и для кольцевых ФАР. Вопросы построения широкополосных излучателей достаточно подробно рассмотрены в работах [1, 4, 5]. В то же время решение вопросов размещения многодиапазонных излучателей в составе ФАР затрудняется необходимостью выполнения ряда условий и, как правило, не имеет единого подхода. Так выбор межэлементного расстояния из условия отсутствия дифракционных максимумов ДН в верхнем диапазоне частот приводит к избыточно плотному размещению излучателей в нижнем диапазоне частот. В свою очередь, при выборе межэлементного расстояния из условия половины длины волны в нижнем диапазоне частот может приводить к тому, что в верхнем диапазоне частот расстояние может составлять несколько длин волн, что приводит к появлению дифракционных максимумов в составе ДН.

С учетом данного обстоятельства целью доклада является рассмотрение возможности размещения антенных элементов в составе многодиапазонной ФАР, обеспечивающей практически постоянные характеристики излучения при сканировании в азимутальном секторе $0...360°$.

## 2. Геометрия антенны и основные соотношения для определения диаграммы направленности

Рассмотрим ФАР, в которой $N$ антенных элементов расположены вдоль спирали, как показано на рис. 1.

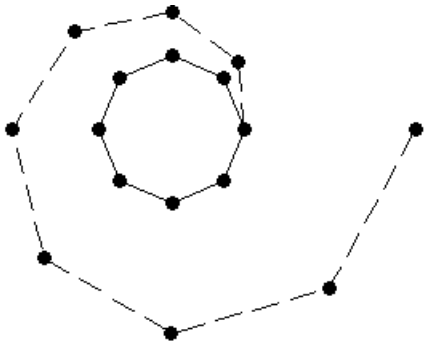


Рис. 1. Геометрия расположения антенных элементов в составе ФАР: кольцевой (сплошная линия); спиральной (штриховая линия)

Положение каждого антенного элемента определяется углом $\varphi_n$ и удалением от начала системы координат

$$\rho_n = a_0 + a_1 \cdot \varphi_n,\ n = 1,..., N, \qquad (1)$$

где $a_0$ и $a_1$ - параметры, определяющие геометрию спирали.

Диаграмма направленности такой антенны может быть представлена с использованием соотношения

$$F(\Theta, \Phi) = \sum_{n=1}^{N} A_n \cdot f_n(\Theta, \Phi) \cdot \exp\left(-i \cdot k \cdot \rho_n \sin\Theta \cdot \cos(\Phi - \varphi_n)\right), \qquad (2)$$

где $A_n$ – комплексная амплитуда тока в $n$-м антенном элементе;

$f_n(\Theta, \Phi)$ - ДН $n$-го антенного элемента;

$k$ - волновое число свободного пространства.

Изменение параметров $a_0$ и $a_1$ позволяет изменять геометрию ФАР для обеспечения совмещения требуемых диапазонов частот.

В большинстве практических случаев ДН антенных элементов кольцевой ФАР имеют ДН, близкую к изотропной в азимутальной плоскости. Примером таких антенных элементов являются вибраторы с нагрузками [6], ДН которых в вертикальной плоскости в большинстве случаев может быть представлена с помощью зависимости

$$f_n(\Theta, \Phi) = \sin\Theta, \ n = 1, ..., N. \qquad (3)$$

Соотношения (2), (3) позволяют проводить исследования основных закономерностей, связанных с ДН многодиапазонных кольцевой и спиральной ФАР.

## 3. Результаты математического моделирования

Результаты исследований ДН кольцевой и спиральной ФАР при $a_0 = 0,8\lambda_1$ ($\lambda_1$ - длина волны в нижнем частотном диапазоне) и различных значениях $a_1$ приведены на рис. 2-4 (для кольцевой ФАР $a_1 = 0$). Амплитудное распределение в кольцевой и спиральной ФАР выбрано равноамплитудным. Фазовое распределение обеспечивает установку главного лепестка ДН в направлении $\Phi_0 = 90°$.

Во всех случаях на рисунках с индексом *а* представлены ДН кольцевой ФАР, на рисунках с индексами *б-г* – ДН спиральной антенны. Число антенных элементов в обеих ФАР равно 8.

Непосредственное сравнение ДН кольцевой (рисунок 2,*а*) и спиральной (рисунки 2,*б*, 2,*в* и 2,*г*) ФАР показывает, что на частоте $\omega_1$ для всех трех значений параметра $a_1$ уровень боковых и задних лепестков ДН в спиральной антенне является более низким по сравнению с уровнем боковых и задних лепестков кольцевой ФАР. В частности, для кольцевой ФАР уровень задних лепестков составляет -2…-2,5 дБ. Для ФАР при спиральном размещении излучателей уровень задних лепестков не превышает -5 дБ. Кроме того, увеличение размеров излучающего раскрыва в спиральной антенне приводит к уменьшению ширины главного луча ДН, что определяет увеличение коэффициента направленного действия (КНД) и повышение помехозащищенности антенны. Так при значении параметра $a_1 = 0,3$ ширина главного луча ДН в спиральной антенне сужается более, чем в два раза, по сравнению с шириной главного луча ДН кольцевой ФАР.

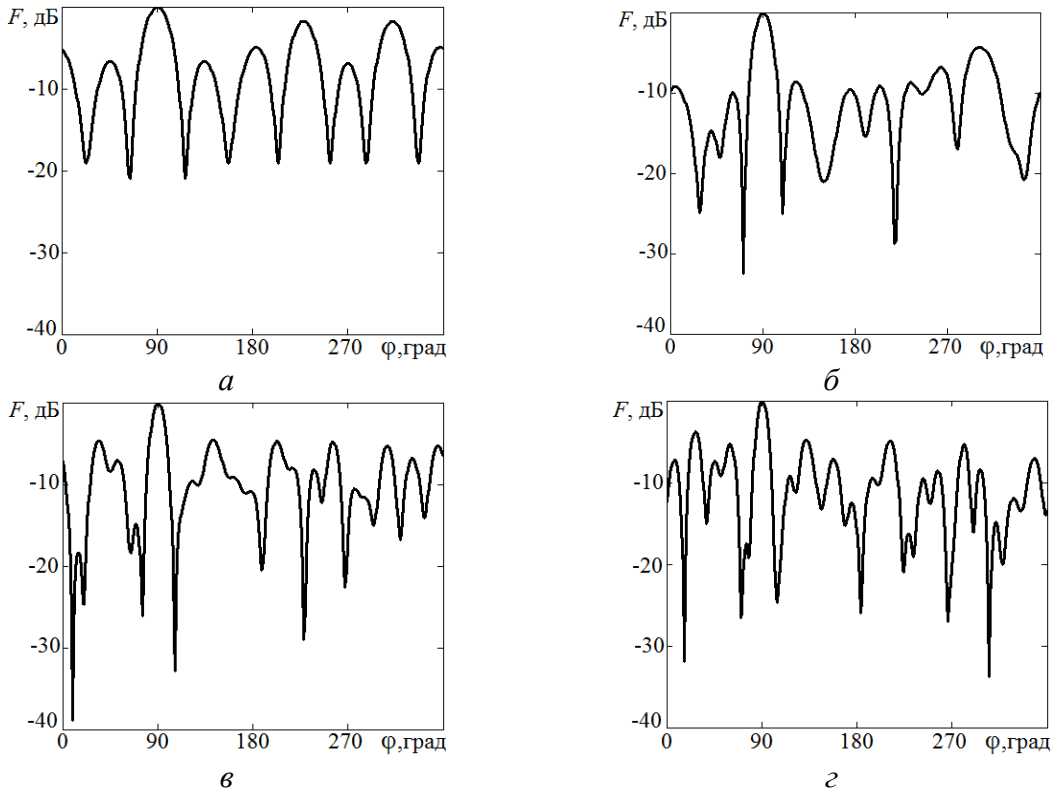



Рис. 2. ДН кольцевой и спиральной ФАР при фазировании в направлении $\varphi_0 = 90°$ на частоте $\omega_1$ : *а* – кольцевой; *б-г* – спиральной ( $a_1 = 0,1$ , $a_1 = 0,2$ , $a_1 = 0,3$ соответственно).

Аналогичные результаты, как следует из сравнения графиков, представленных на рисунке 3, достигаются и на частоте $2\omega_1$ . В частности, более высокие уровни боковых и задних лепестков по сравнению с кольцевой ФАР возникают только в спиральной антенне при значениях параметра $a_1 = 0,1$ (рисунок 3,*б*) и $a_1 = 0,3$ (рисунок 3,*г*). При этом более высокие уровни боковых лепестков при $a_1 = 0,1$ наблюдается в угловой области, примыкающей к главному лепестку ДН, а при $a_1 = 0,3$ - в противоположном направлении. Наиболее низкий уровень боковых лепестков наблюдается при $a_1 = 0,2$ (рисунок 3,*в*). Это позволяет обеспечить по сравнению с кольцевой ФАР как уменьшение ширины главного луча ДН, так и снижение уровня бокового излучения.

На частоте $3\omega_1$ в ДН кольцевой ФАР происходит рост боковых лепестков (рисунок 4,*а*.). В ДН спиральной ФАР увеличение уровня боковых лепестков наблюдается, в первую очередь, как и на частоте $2\omega_1$ при значениях параметра $a_1 = 0,1$ (рисунок 4,*б*) и $a_1 = 0,3$ (рисунок 4,*г*). Наиболее низкий уровень боковых лепестков наблюдается, как и на частоте $2\omega_1$ , при $a_1 = 0,2$ (рисунок 4,*в*).

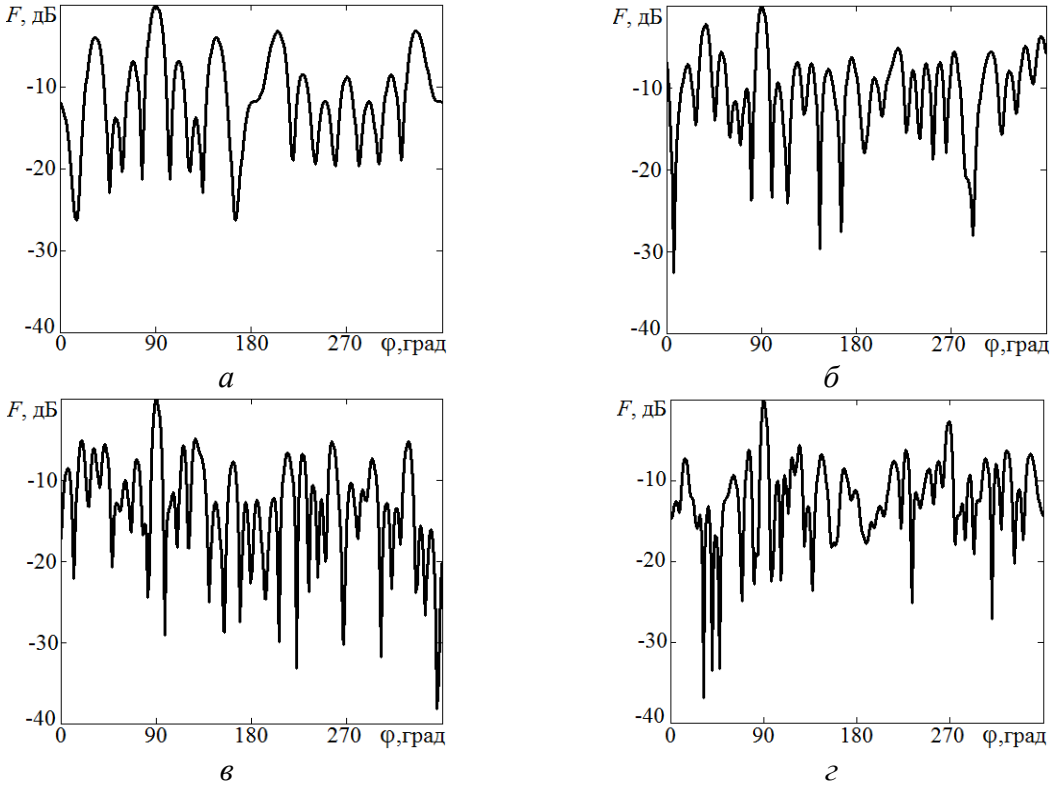



Рис. 3. ДН кольцевой и спиральной ФАР при фазировании в направлении $\varphi_0 = 90°$ на частоте $2\omega_1$: *а* – кольцевой; *б-г* – спиральной ( $a_1 = 0,1$, $a_1 = 0,2$, $a_1 = 0,3$ соответственно).

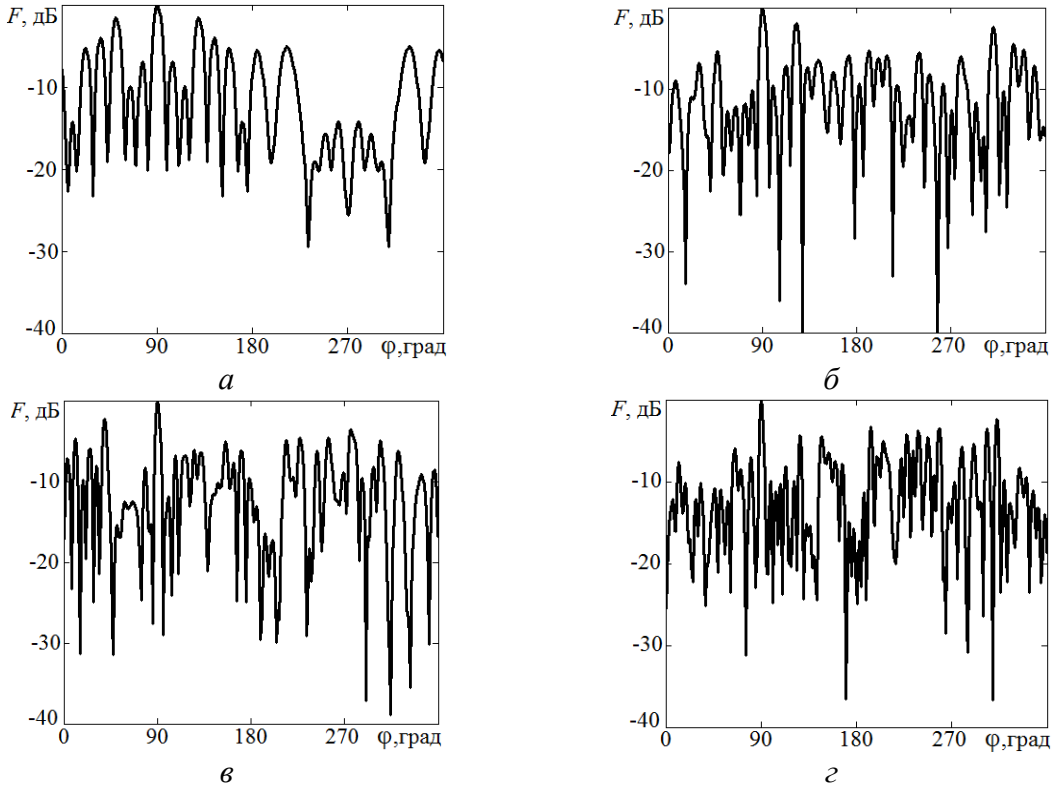



Рис. 4. ДН кольцевой и спиральной ФАР при фазировании в направлении $\varphi_0 = 90°$ на частоте $3\omega_1$: *а* – кольцевой; *б-г* – спиральной ( $a_1 = 0,1$, $a_1 = 0,2$, $a_1 = 0,3$ соответственно).

Выше в докладе отмечалось, что использование кольцевых ФАР позволяет обеспечить азимутальное сканирование главного луча без изменения параметров ДН, что связано с осевой симметрией геометрии антенны. Для спиральной ФАР это условие оказывается нарушенным, что требует проведения дополнительных исследований при другом угловом положении главного луча ДН.

На рисунках 5-7 представлены ДН кольцевой и спиральной ФАР для тех же параметров геометрии и амплитудного распределении, что и на рисунках 2-4, но углового положения главного лепестка ДН в направлении $\Phi_0 = 270°$.

Уровень боковых и задних лепестков ДН в спиральной ФАР (рисунки 5,*б*-5,*г*) оказывается ниже, чем для кольцевой антенны (рисунок 5,*а*). Вместе с тем, как и при фазировании в направлении $\Phi_0 = 90°$, увеличение параметра $a_1$ от значения 0,1 до значения 0,3 приводит к сужению главного лепестка ДН. Кроме того, можно отметить, что уровень бокового излучения ДН при значении параметра $a_1 = 0,2$ является наиболее низким для рассматриваемых вариантов спиральной ФАР.

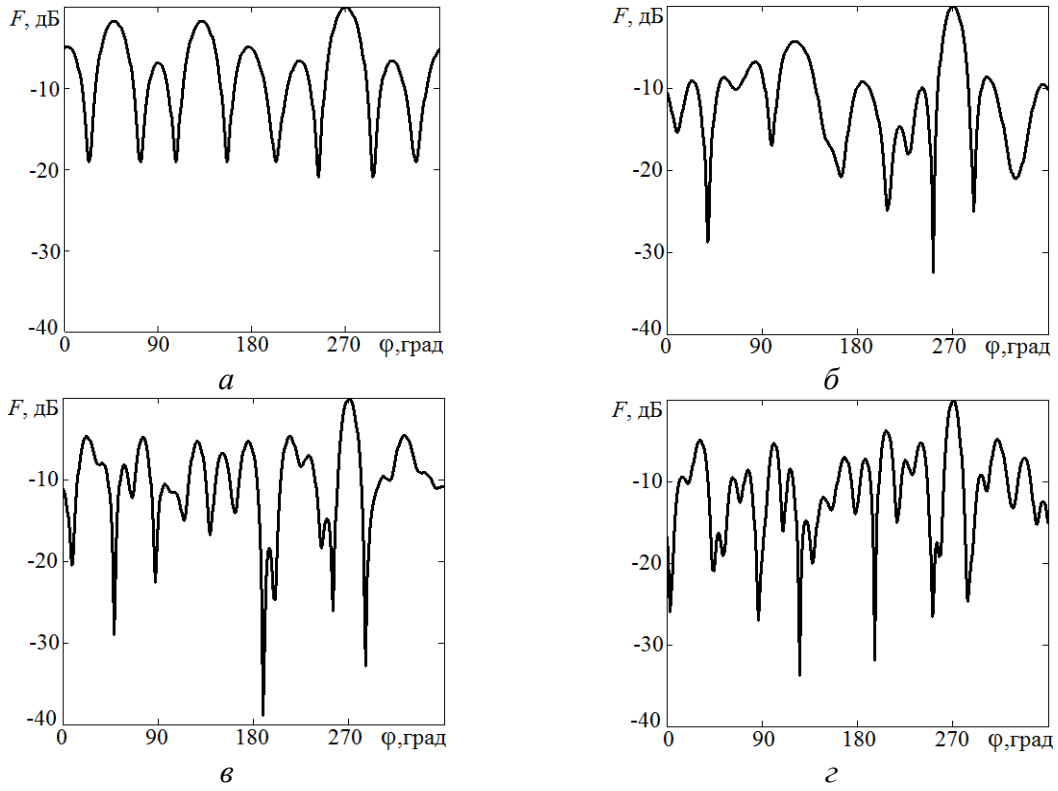



Рис. 5. ДН кольцевой и спиральной ФАР при фазировании в направлении $\varphi_0 = 270°$ на частоте $\omega_1$: *а* – кольцевой; *б-г* – спиральной ($a_1 = 0,1$, $a_1 = 0,2$, $a_1 = 0,3$ соответственно).

Приведенные на рисунках 6 и 7 ДН подтверждают сделанные выше выводы.

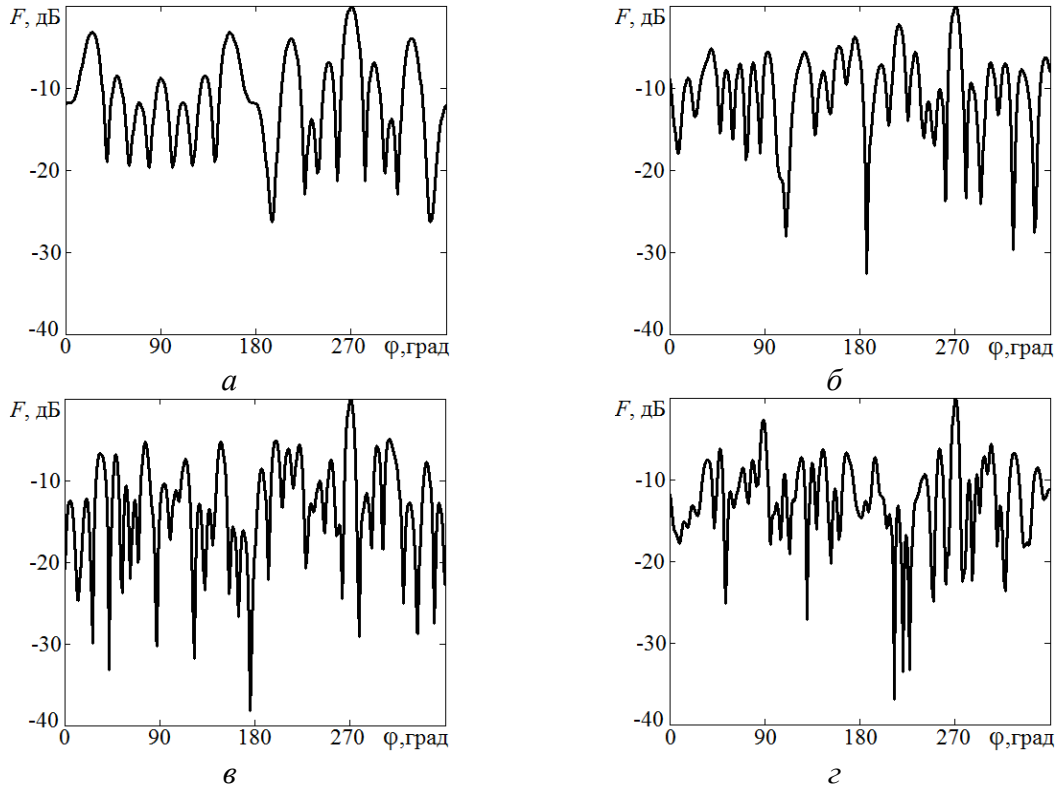



Рис. 6. ДН кольцевой и спиральной ФАР при фазировании в направлении $\varphi_0 = 270°$ на частоте $2\omega_1$: *а* – кольцевой; *б-г* – спиральной ( $a_1 = 0,1$, $a_1 = 0,2$, $a_1 = 0,3$ соответственно).

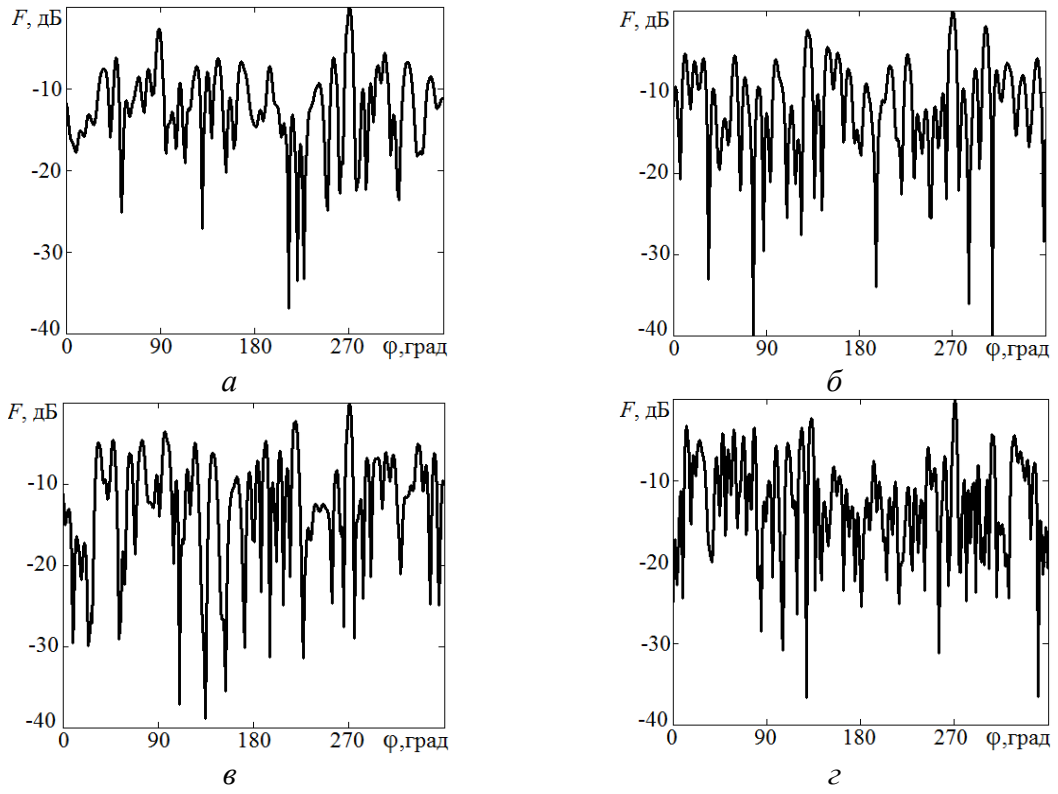



Рис. 7. ДН кольцевой и спиральной ФАР при фазировании в направлении $\varphi_0 = 270°$ на частоте $3\omega_1$: *а* – кольцевой; *б-г* – спиральной ( $a_1 = 0,1$, $a_1 = 0,2$, $a_1 = 0,3$ соответственно).

Проведенный сравнительный анализ ДН кольцевой и спиральной ФАР показывает, что использование спиральной геометрии позволяет:

- увеличить при сохранении числа антенных элементов размер раскрыва ФАР и соответственно уменьшить ширину главного луча ДН;

- за счет неравномерного, в отличие от кольцевой ФАР, размещения антенных элементов обеспечить при реализации синфазного суммирования полей антенных элементов в заданном направлении расфазировку для других направлений в азимутальном секторе, что дает возможность обеспечить более низкий уровень боковых и задних лепестков.

## 4. Заключение

Актуальность работы определяется широким использованием антенн, обеспечивающих практически постоянные характеристики ДН и возможность быстрого перемещения главного луча в азимутальном секторе 0...360° и необходимостью совмещения в одной антенне возможности приема сигналов нескольких диапазонов частот. Наиболее полно первому требованию удовлетворяют кольцевые ФАР. Обеспечение совмещения нескольких диапазонов с отношением центральных частот 1:2, 1:3 и более может быть реализовано при переходе от кольцевой к спиральной антенне. Параметры спирали, вдоль которой размещаются антенные элементы, определяются из условия отношения центральных частот совмещаемых диапазонов, необходимого КНД и ограничений на массогабаритные параметры антенны.

## Литература

1. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / Под ред. А.М. Рембовского, 2-е изд., перераб. и доп. – Горячая линия-Телеком, 2010. – 624 с., ил.
2. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. Под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. Москва: Техносфера, 2014. – 672 с.
3. Виноградов А.Д., Востров А.Ю., Дмитриев И.С. Максимально правдоподобный алгоритм решения задачи определения координат и угловой ориентации бортовой пеленгаторной антеннып о результатам радиопеленгования реперных источников радиоизлучения. // Антенны, 2019, Вып. 6 (260). - С. 34-52.
4. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов / *Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко, В.С. Филиппов* и др. Под ред. *Д.И. Воскресенского*. 3-е изд., доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
5. Савочкин А.А. Многодиапазонные антенны на основе фрактальных структур: монография / А.А. Савочкин, А.А. Нудьга. – М.: Вузовский учебник: ИНФРА-М, 2018. – 125 с.
6. Электродинамика и распространение радиоволн. Учебное пособие / Под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. Изд. 3-е доп. и перераб. – М. Радиотехника, 2007. – 744 с.

## References

1. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A. Radiomonitoring - tasks, methods, tools / Ed. A.M. Rembovsky, 2th ed., reslave. and add. – Hot line – Telecom, 2010. – 624 p., ill.
2. Handbook of Radar / Ed. M.I. Skolnik. Per. from English Under the general ed. V.S. Verby. In 2 books. Book 1. Moscow: Technosphere, 2014. – 672 p.
3. Vinogradov A.D., Vostrov A.Yu., Dmitriev I.S. The most plausible algorithm for solving the problem of determining the coordinates and angular orientation of the direction-finding antenna

according to the results of radio direction finding reference sources of radio emission. // Antennas, 2019, I. 6 (260). – S. 34 – 52.
4. Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays: Textbook. manual for universities / D.I. Voskresensky, V.I. Stepanenko, V.S. Filippov et al. Ed. DI. Voskresensky. 3th ed., add. and reslave. – M.: Radio engineering, 2003. – 632 p.
5. Savochkin A.A. Multiband antennas based on fractal structures: monograph / A.A. Savochkin, A.A. Nud'ga. – M.: High school textbook: INFRA – M, 2018. – 125 p.
6. Electrodynamics and radio wave propagation. Textbook / Ed. V.A. Neganova and S.B. Raevsky. Ed. 3th. add. and reslave. – M. Radio Engineering, 2007. – 744 p.

# МАЛОГАБАРИТНЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ДЛЯ МОНОИМПУЛЬСНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК L- И S- ДИАПАЗОНА

А. Л. Гусев[1], Е. В. Манаенков[1]

[1]АО Центральное конструкторское бюро аппаратостроения (АО ЦКБА), г. Тула, РФ

**Аннотация.** Разработаны и изготовлены образцы распределителей мощности S-диапазона волн. Приведено описание конструкции, представлены результаты экспериментального исследования полученного образца распределителя мощности

**Ключевые слова:** моноимпульсная фазированная антенная решетка, распределитель мощности, амплитудное распределение

# MIDGET POWER DISTRIBUTORS FOR L- AND S- BAND MONOPULSE PHASED ARRAY ANTENNAS

A. L. Gusev[1], E. V. Manaenkov[1]

[1]Joint Stock Company Apparatus Development (JSC ADC), Tula, Russia

**Abstract.** The development and manufacture of samples of phased array antennas Ka-band. The description of the design is given, the results of measurements of the obtained samples of phased antenna arrays are presented.

**Keywords:** monopulse phased array antenna, power distributors, amplitude distribution.

## 1. Введение

Обзорные радиолокационные станции (РЛС) предназначены для обнаружения и измерения координат целей в заданной области пространства [1]. Для увеличения дальности обзора пространства преимущества имеют РЛС, реализованные в низкочастотных диапазонах, однако применение высокочастотных диапазонов предпочтительно для обеспечения точного измерения координат. Если для решения обеих задач используется один и тот же радиолокатор, работающий в полосе одного диапазона, то хорошим компромиссом будет использование L- или S-диапазонов [2].

Известно, что антенная система является неотъемлемой частью любой РЛС, в том числе и обзорной, поэтому ее реализация напрямую влияет на технические характеристики радиолокатора. Например, степень защищенности РЛС в условиях применения активных помех определяется, в том числе, уровнем боковых лепестков (УБЛ) антенной системы [3].

Для обеспечения высокой скорости обзора пространства, увеличения разрешающей способности и точности определения угловых координат, улучшения помехозащищенности и других характеристик, РЛС выполняют по схеме амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы [2]. В таких РЛС часто в качестве антенных систем используются моноимпульсные фазированные антенные решетки (ФАР) с электронным управлением лучом [4].

## 2. Постановка задачи

В ФАР L- и S-диапазонов длин волн наиболее широко применяется схема построения с использованием фидерного распределения мощности. Используемые в таких ФАР распределители мощности выполняются на различных типах линий. Такая схема построения ФАР обеспечивает ее компактность, хороший КПД, оптимальную по выбранным критериям форму диаграммы направленности (ДН).

Кроме электрических требований к ФАР предъявляют другие требования, такие как:

- минимизация размеров;
- обеспечение высокой повторяемости и технологичности изделий в условиях их серийного производства;
- возможность изготовления и сборки специалистами средней квалификации при использовании общедоступных технологий с полным отказом от узкоспециализированных технологических процессов.
- обеспечение высокой надежности при эксплуатации в условиях жестких внешних воздействующих факторов.

В ходе проведенных исследований решались следующие задачи:

- отработка методик расчета и моделирования распределителя мощности для ФАР;
- разработка конструкции и выпуск КД;
- изготовление опытных образцов и отработка технологии изготовления;
- разработка и отработка методик настройки и измерения параметров.

## 3. Реализация поставленной задачи

Основными критериями при выборе конструкции распределителя мощности являются:

- полоса рабочих частот;
- количество выходов;
- ослабления сигнала между входом распределителя мощности и его выходами;
- потери;
- предельная мощность;
- схема построения;
- масса- габаритные характеристики.

На ослабления сигнала между входом распределителя мощности и его выходами влияет формируемое им амплитудное распределение, выбор которого зависит от:

- требуемого УБЛ ДН;
- количества и типов формируемых ДН, их формы;
- коэффициента использования площади апертуры антенны.

Эти параметры влияют на коэффициент усиления ФАР, а также степень уменьшения ошибок, возникающих при приеме ФАР помех с направлений, соответствующим боковым лепесткам ДН. При использовании ФАР в РЛС, выполненной по схеме амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной системы [2], на уровень помех влияют параметры как суммарной, так и разностных ДН. Для таких ФАР необходим низкий УБЛ суммарной и разностной ДН. Поэтому в

распределителе мощности использована схема с независимым формированием суммарной и разностной ДН [5].

В распределителе мощности применены легко реализуемые амплитудные распределения Тейлора (для суммарной ДН) и Бейлиса (для разностной ДН) [3, 6 − 8], так как они имеют перед другими распределениями ряд преимуществ:

- высокий коэффициент использования апертуры антенны;
- высокий коэффициент усиления;
- задаваемый УБЛ, огибающая которых спадает при удалении от главного (главных) лепестков ДН;
- высокая устойчивость к случайным ошибкам.

Формы амплитудных распределений, реализованных в распределителе мощности, приведены на рис. 1.

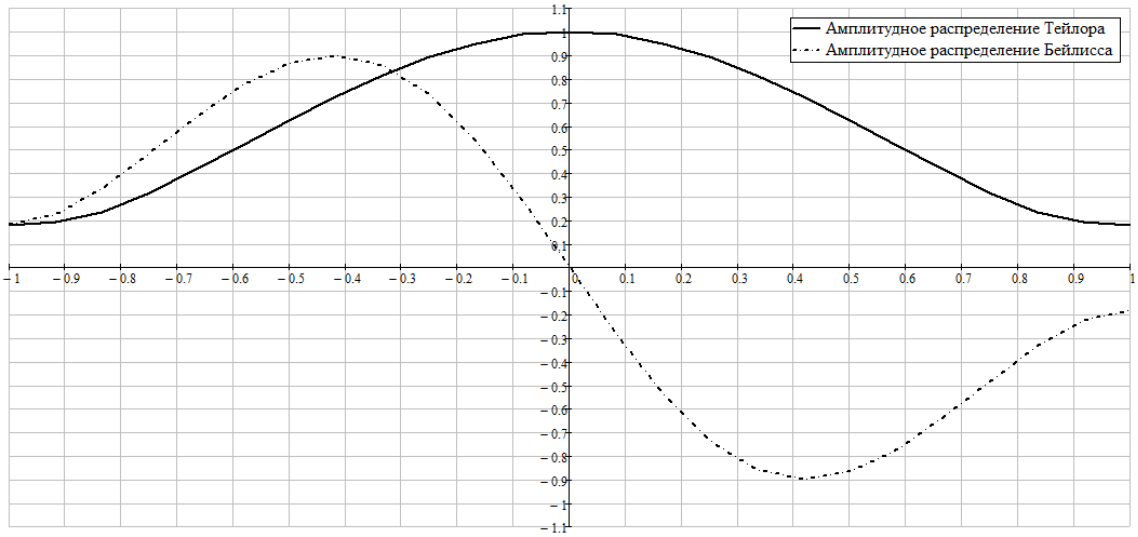



Рис.1. Амплитудные распределения

На рис. 2 приведены суммарная и разностная ДН, соответствующие этим распределениям:

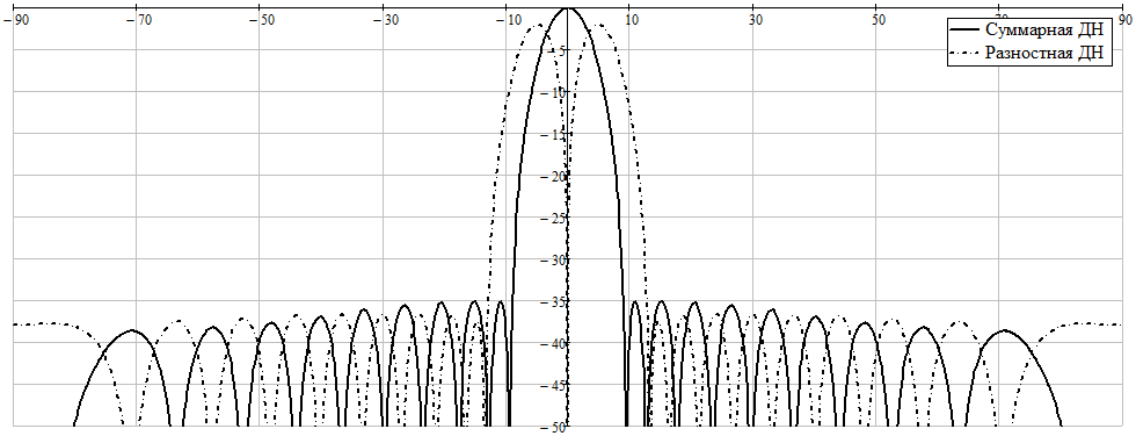



Рис.2. Диаграммы направленности

При выборе конструктивной реализации распределителя мощности учитывались выше приведенные критерии, в результате чего выявлено, что наиболее подходящим конструктивным решением является выполнение распределителя мощности на основе

симметричной полосковой линии. Данный тип фидера позволяет минимизировать массу и габаритные размеры, также дает возможность использования печатного монтажа, автоматизированных и отработанных технологических процессов при его производстве.

В ходе проведенных работ

- была отработана методика расчета подобных распределителей мощности с различным количеством выходов, различными амплитудными распределениями.

- были разработаны элементы фидерного тракта, созданы библиотеки направленных ответвителей и фазовращателей с различными параметрами;

- отработана технология изготовления входящих в распределитель мощности деталей;

- отработана технология сборки распределителя мощности.

Конструкция распределителя мощности представляет собой слоистую структуру, содержащую СВЧ печатную плату 1, установленную между диэлектрическими прокладками 2. На расположенных с внешней стороны экранах полосковой линии 3 закреплены выходные коаксиальные разъемы 4 и согласованные нагрузки 5 [9, 10].

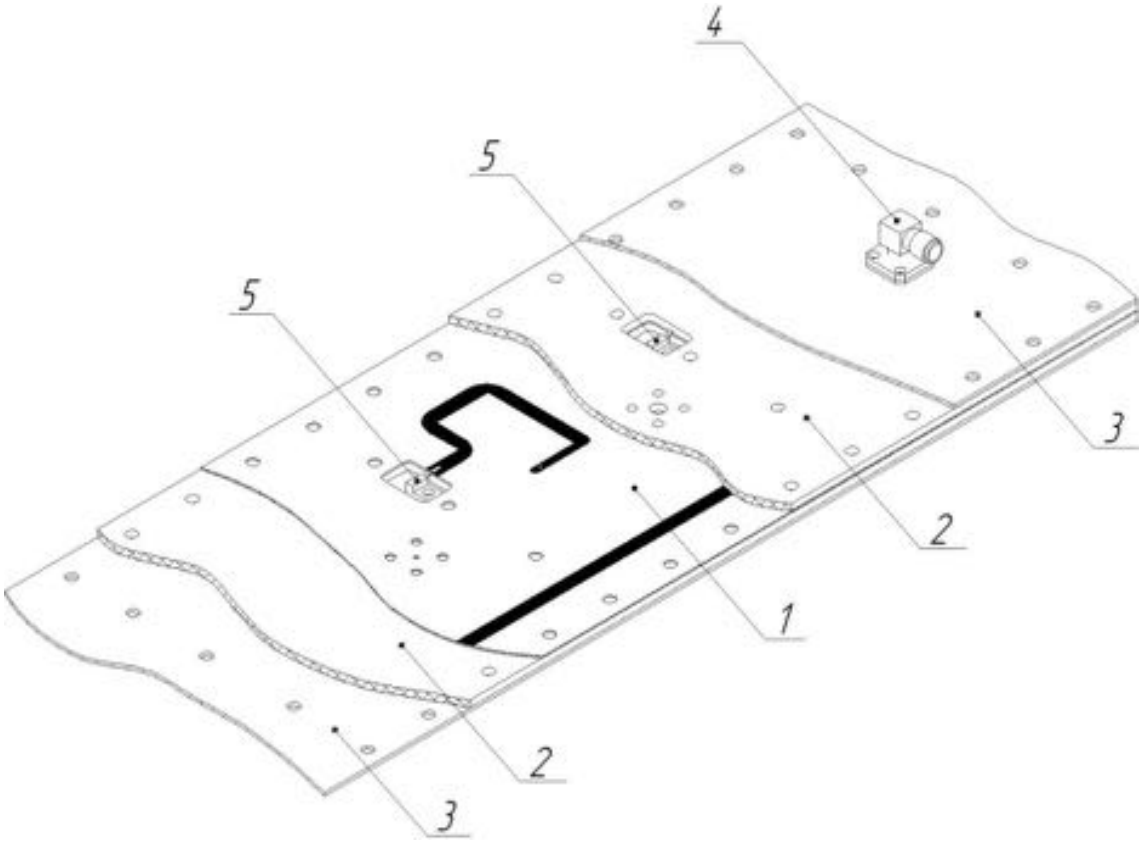



Рис.3. Конструкция распределителя мощности

Топология элементов распределителя мощности реализована на СВЧ печатной плате с малыми потерями 1, которая выполнена из фольгированного диэлектрика. Экраны полосковой линии 3 выполнены из алюминиевых листов стандартного сортамента, вместо которых возможно использование листов из фольгированного стеклотекстолита с металлизированными отверстиями. Между СВЧ печатной платой 1 и экранами полосковой линии 3 расположены диэлектрические прокладки 2. Отверстия

в диэлектрических прокладках 2 и экранах полосковой линии 3 выполнены на станке с числовым программным управлением, обеспечивающем точность изготовления отверстий с допуском ±0,1 мм. В качестве согласованных нагрузок 5 применены корпусные СВЧ резисторы, аналогичные резисторам Р1-87. В качестве коаксиальных разъемов 4 использованы угловые SMA разъемы.

Сборка распределителя мощности происходит следующим образом:

В отверстия одного из экранов полосковой линии 3 устанавливают коаксиальные разъемы 4, на которые последовательно устанавливают одну из диэлектрических прокладок 2 и печатную СВЧ плату 1. Затем через специальные выборки в печатной СВЧ плате 1 и диэлектрической прокладке 2 на поверхность экранов полосковой линии 3 устанавливают на термопасту КПТ-8 корпусные СВЧ резисторы 5 и фиксируют при помощи винтов. Далее коаксиальные разъемы 4 и корпусные СВЧ резисторы 5 распаивают на печатной СВЧ плате 1. После этого устанавливают диэлектрическую прокладку 2 и экран полосковой линии 3. Потом полученную структуру скручивают с помощью винтов.

## 4. Полученные результаты

Разработанный распределитель мощности обладает следующими параметрами, приведенными в таблице 1.

Таблица 1.Параметры распределителя мощности

| Наименование параметра | Значение |
|---|---|
| Диапазон рабочих частот | S |
| Полоса рабочих частот, % | 15 |
| Количество выходов | 24 |
| Потери, дБ | 0,6…0,8 |
| КСВН по всем выходам | не более1,5 |
| Отклонение амплитудного распределения от номинального, дБ | не более 0,5 |
| Габаритные размеры, мм | 1200×80×5 |
| Масса распределителя мощности, кг | 2 |

На рис. 4 представлен внешний вид распределителя мощности S-диапазона, разработанного в соответствии с описанной конструкцией.

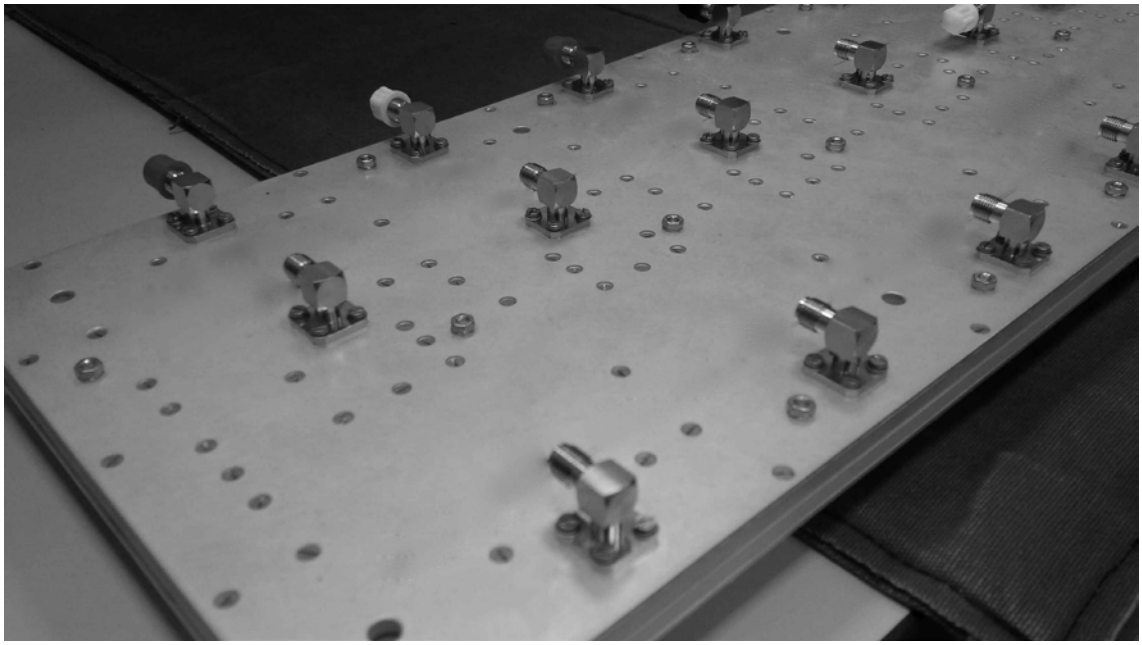


Рис.4. Внешний вид распределителя мощности

Таким образом, в результате проведенных исследований была решена задача разработки высоко технологичных распределителей мощности L- и S- диапазонов с независимым формированием суммарного и разностного амплитудных распределений, обладающих минимальными размерами и массой.

## Литература


1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. - М.: Радиотехника, 2004г. - 320 с.
2. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1 - Москва: Техносфера, 2014 г. - 672 с.
3. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. - М.: Радиотехника, 2003. 416 с.
4. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток): Учебн. пособие для вузов. Д. И. Воскресенский, Р. А. Грановская, Н. С. Давыдова и др. / Под ред. Д. И. Воскресенского. - М.: Радио и связь, 1981, 432 с.
5. Alfred, R. Lopez, "Monopulse Network for Series Feeding an Array Antenna", IREE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-16, No. 4, July, 1968, pp. 436-440.
6. Taylor, T. T., "Design of Line-Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Side Lobes," IRE Transactions on Antennas and Propagation, January, 1955, pp. 16-28.
7. Bayliss, E.T., "Design of monopulse antenna difference patterns with low sidelobes", BSTJ, vol. 47, May-June 1968, pp. 623-650.
8. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. 2-е изд. - Москва: Техносфера, 2012. - 560 с.
9. Хомяков А.В., Гусев А.Л., Иванов А.В., Клапов В.П., Манаенков Е.В., Сигитов В.В., Терехин С.Н. Распределительная система для фазированной антенной решетки. RU 2554521 C2, заяв. 27.11.2012, опубл. 27.06.2015.
10. Гусев А.Л., Иванов А.В., Манаенков Е.В., Барыкин Н.Н. Направленный ответвитель. RU 2571302 C1, заяв. 07.10.2014, опубл. 20.12.2015.


## References


1. Bakulev P.A. Radiolokacionnye sistemy. Uchebnik dlja vuzov. - M.: Radiotehnika, 2004g. - 320 s.

2. Spravochnik po radiolokacii / Pod red. M.I. Skolnika. Per. s angl. pod obshhej red. V.S. Verby. V 2 knigah. Kniga 1 - Moskva: Tehnosfera, 2014 g. - 672 s.
3. Zashhita radiolokacionnyh sistem ot pomeh. Sostojanie i tendencii razvitija / Pod red. A.I. Kanashhenkova, V.I. Merkulova. - M.: Radiotehnika, 2003. 416 s.
4. Antenny i ustrojstva SVCh (Proektirovanie fazirovannyh antennyh reshetok): Uchebn. posobie dlja vuzov. D. I. Voskresenskij, R. A. Granovskaja, N. S. Davydova i dr. / Pod red. D. I. Voskresenskogo. - M.: Radio i svjaz', 1981, 432 s.
5. Alfred, R. Lopez, "Monopulse Network for Series Feeding an Array Antenna", IREE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-16, No. 4, July, 1968, pp. 436-440.
6. Taylor, T. T., "Design of Line-Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Side Lobes," IRE Transactions on Antennas and Propagation, January, 1955, pp. 16-28.
7. Bayliss, E.T., "Design of monopulse antenna difference patterns with low sidelobes", BSTJ, vol. 47, May-June 1968, pp. 623-650.
8. Hansen R.S. Fazirovannye antennye reshetki. 2-e izd. - Moskva: Tehnosfera, 2012. - 560 s.
9. Khomjakov A.V., Gusev A.L., Ivanov A.V., Klapov V.P., Manaenkov E.V., Sigitov V.V., Terekhin S.N. Distribution system for phase antenna array. RU 2554521 C2, stated. 27.11.2012, publ. 27.06.2015.
10. Gusev A.L., Ivanov A.V., Klapov V.P., Manaenkov E.V., Barykin N.N. Directional coupler. RU 2571302 C1, stated. 07.10.2014, publ. 20.12.2015.

# МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРОВОДЯЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

М. В. Аралкин[1], А. Н. Дементьев[2], Д. С. Клюев[3], О. В. Осипов[3]

[1]Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого (ВА РВСН), Балашиха, РФ
[2]МИРЭА – Российский технологический университет (РТУ МИРЭА), Москва, РФ
[3]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, РФ

**Аннотация.** В работе рассматривается построение математических моделей киральных метаматериалов на основе упорядоченных совокупностей проводящих элементов зеркально асимметричной формы. В качестве примера элементов рассмотрены составные спиральные элементы и многозаходные гаммадионы. На основе модели Максвелла-Гарнетта и учета пространственной дисперсии получены частотно зависимые выражения для эффективной диэлектрической проницаемости и параметра киральности для двух типов метаматериалов. Получены выражения для волновых чисел собственных волн с круговыми поляриазциями в метаматериалах на основе проводящих элементов сложной формы. В качестве одного из примеров проведено решение задачи об отражении плоской электромагнитной волны от планарного слоя метаматериала на основе многозаходных гаммадионов.

**Ключевые слова:** метаматериал; киральность; электромагнитная волна; спиральный элемент; гаммадион; киральная среда; модель Максвелла-Гарнетта.

# MATHEMATICAL MODELS OF CHIRAL METAMATERIALS BASED ON CONDUCTING COMPLEX FORMING ELEMENTS

M. V. Aralkin[1], A. N. Dementyev[2], D. S. Klyuev[3], O. V. Osipov[3]

[1]The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great (SRTMA), Balashikha, Russia
[2]MIREA - Russian Technological University (MIREA RTU), Moscow, Russia
[3] Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russia

**Abstract.** The paper considers the mathematical models of chiral metamaterials based on ordered collections of conductive mirror-asymmetric shaped elements. The examples of elements are composite helices and multi-turning gammadions. Based on the Maxwell-Garnett model and taking into account spatial dispersion frequency-dependent expressions for the effective dielectric constant and the chirality parameter for two types of metamaterials are obtained. Expressions are obtained for the wave numbers of eigenwaves with circular polarizations in metamaterials based on conducting complex shaped elements. As an example the solution of the problem of reflection of a plane electromagnetic wave from a planar layer of metamaterial based on multi-turned gammadions is carried out.

**Keywords:** metamaterial; chirality; electromagnetic wave; helix; gammadion; chiral media; Maxwell-Garnett model.

## 1. Введение

Современный этап развития электродинамики и радиотехники характеризуется активным поиском новых возможностей и эффектов взаимодействия электромагнитного поля с материальными средами. В связи с этим, на первую роль выходят искусственно создаваемые композиционные среды, так называемые метаматериалы. Практически любой метаматериал в СВЧ диапазоне формируется по аналогии с естественными

кристаллическими средами, только в роли атомов выступают микроэлементы различной формы, которые равномерно размещаются в контейнере из другого типа материала. Таким образом, любой метаматериал представляет собой совокупность контейнера с размещенной в нем совокупностью элементов. Свойства метаматериалов весьма разнообразны [1, 2]. В частности, в них возникают такие эффекты как отрицательное преломление электромагнитной волны, преодоление субволнового предела, создание электромагнитной невидимости объектов, покрытых метаматериалом и т.д.

Одним из интересных классов метаматериалов являются киральные метаматериалы [3, 4], в которых элементы обладают зеркально асимметричной формой (киральность – χιρο – «рука»). За последние 20 лет хорошо изучены свойства киральных метаматериалов (киральных сред) на основе тонкопроволочных спиралей, S-элементов, элементов Телледжена, классических гаммадионов и др. В многообразии научных работ, посвященных тематике киральных метаматериалов, доказываются основные их свойства — распространение волн с право (ПКП) и левокруговыми (ЛКП) поляризациями, кросс-поляризация электромагнитного излучения.

Одной их важных задач является построение математической модели определенного типа кирального метаматериала. Под математической моделью в данном случае будем понимать частотно зависимые, учитывающие пространственную дисперсию метаматериала, выражения для эффективной диэлектрической проницаемости и параметра киральности. С одной стороны, пространственная структура метаматериала может быть описана одной из существующих моделей (модель Максвелла-Гарнетта, модель Брюггемана и др.). С другой стороны, дисперсия материальных параметров должна учитываться с помощью выражений для диэлектрической проницаемости и параметра киральности, подобно случаю оптически активной среды. В указанных соотношениях присутствует резонансная частота зеркально асимметричного элемента, которая в свою очередь, определяется через геометрические параметры и форму используемого элемента.

В предлагаемой работе будут рассмотрены два вида кирального метаматериала. Метаструктура представляет собой однородный диэлектрический контейнер, в котором периодически размещены и хаотически ориентированы идеально проводящие элементы зеркально асимметричной формы. Для первого метаматериала в качестве элементов используются составные спиральные элементы, для второго — многозаходные гаммадионы. Заметим, что киральные элементы могут быть в двух зеркально асимметрчиных вариациях — с правым и левым направлениями закрутки.

## 2. Общий подход к построению математической модели кирального метаматериала

Киральный метаматериал описывается следующими материальными уравнениями [3-6]:

$$\vec{\mathbf{D}} = \varepsilon(\omega)\vec{\mathbf{E}} \mp i\chi(\omega)\vec{\mathbf{H}},\ \vec{\mathbf{B}} = \mu\vec{\mathbf{H}} \pm i\chi(\omega)\vec{\mathbf{E}}, \qquad (1)$$

где $\varepsilon(\omega)$ — ‘относительная эффективная диэлектрическая проницаемость метаматериала; $\chi(\omega)$ — ‘параметр киральности; $\mu$ — ‘относительная магнитная проницаемость. Материальные уравнения записаны в СГС. Верхние и нижние знаки в (1) соответствуют киральному метаматериалу на основе микроэлементов с правым и левым направлением закрутки, соответственно.

В общем виде совмещение модели Максвелла-Гарнетта [7] и учета пространственной дисперсии [8] можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} &\frac{\varepsilon-\varepsilon_s}{\varepsilon+2\varepsilon_s}=\alpha\frac{\varepsilon_c-\varepsilon_s}{\varepsilon_c+2\varepsilon_s};\quad \varepsilon_s(\omega)=\varepsilon_c+\frac{\beta_0^2}{\omega_0^2-\omega^2};\\ &\chi(\omega)=\frac{A\beta_0^2\omega}{c\left(\omega_0^2-\omega^2\right)};\quad \omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}, \end{aligned} \tag{2}$$

где $\varepsilon$ — относительная эффективная диэлектрическая проницаемость кирального метаматериала; $\varepsilon_s$ — относительная диэлектрическая проницаемость области занятой микроэлементом; $\varepsilon_c$ — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрического контейнера; $\alpha$ — объемная концентрация составных спиралей; $\chi$ — относительный параметр киральности метаматериала; $c$ — скорость электромагнитной волны в вакууме; $A$ — показатель, связанный с линейным расстоянием между соседними микроэлементами; $\beta_0$ — показатель, связанный с внутренними процессами в среде; $C$ — емкость микроэлемента; $L$ — индуктивность микроэлемента.

Из (2) несложно получить следующее соотношение для эффективной диэлектрической проницаемости:

$$\begin{aligned} &\varepsilon(\omega)=\varepsilon_s(\omega)\frac{1+2\alpha\varepsilon_x(\omega)}{1-\alpha\varepsilon_x(\omega)};\quad \varepsilon_x(\omega)=\frac{\varepsilon_c-\varepsilon_s(\omega)}{\varepsilon_c+2\varepsilon_s(\omega)};\\ &\varepsilon_s(\omega)=\varepsilon_c+\frac{\beta_0^2}{\omega_0^2-\omega^2};\quad \chi(\omega)=\frac{A\beta_0^2\omega}{c\ \left(\omega_0^2-\omega^2\right)}. \end{aligned} \tag{3}$$

Соотношения (3) представляют собой обобщенную математическую модель для кирального метаматериала, состоящего из однородного диэлектрического контейнера, в котором периодически размещены и хаотически ориентированы идеально проводящие элементы зеркально асимметричной формы.

Для каждого конкретного кирального метаматериала (микроэлемента) необходимо в (3) подставить явные выражения для $\omega_0, A, \beta_0$ и $\varepsilon_x$.

Также здесь уместно привести явные выражения для волновых чисел волн с право и левокруговыми поляризациями в киральном метаматериале:

$$k_{R,L}(\omega)=\frac{\omega}{c}\left(\sqrt{\varepsilon(\omega)\mu}\pm\chi(\omega)\right). \tag{4}$$

Верхние и нижние знаки в (4) соответствуют киральному метаматериалу на основе микроэлементов с правым и левым направлением закрутки, соответственно.

Подставляя в (4) выражения (3), получаем:

$$k_{\mathrm{R.L}} = k_0 \left( \sqrt{\varepsilon_{\mathrm{s}}(\omega) \frac{1 + 2\alpha\varepsilon_{\mathrm{x}}(\omega)}{1 - \alpha\varepsilon_{\mathrm{x}}(\omega)}} \pm \frac{A\,\beta_0^2 \omega}{c\,\left(\omega_0^2 - \omega^2\right)} \right), \qquad (5)$$

где $k_0 = \omega / c$ — волновое число для плоской электромагнитной волны в свободном пространстве.

### 3. Киральный метаматериал на основе составных спиралей

Рассмотрим случай, когда в качестве зеркально асимметричных элементов используются составные микроэлементы, представляющие собой совокупность накрученных на одно цилиндрическое основание тонкопроволочных идеально проводящих спиралей (спиральных составляющих). Геометрия задачи приведена на рис. 1.

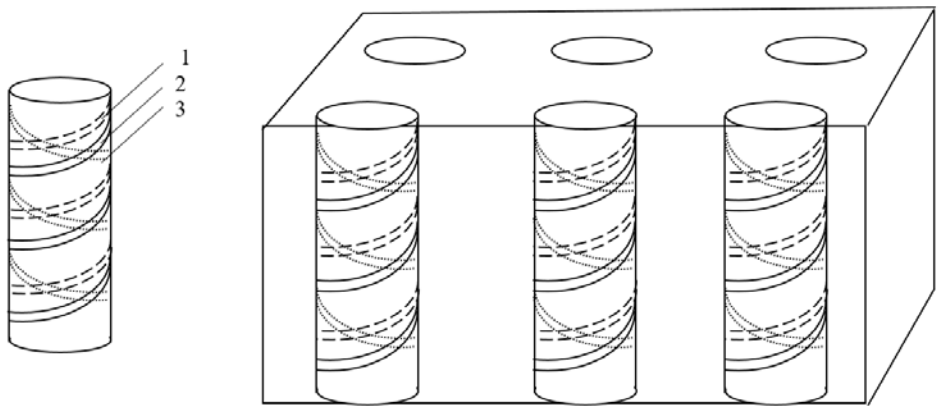



Рис. 1. Пространственная структура кирального метаматериала на основе составных спиральных элементов.

Для составного спирального элемента резонансная частота определяется следующим образом:

$$\omega_0 = \left[ \prod_{i=1}^{N} L_i \left( \sum_{i=1}^{N} L_i \right)^{-1} \sum_{i=1}^{N} C_i \right]^{-1/2}, \qquad (6)$$

где $L_i$ – индуктивность *i*-ой спирали; $C_i$ – емкость *i*-ой спирали ($i = \overline{1, M}$); $M$ — количество спиральных составляющих в составном микроэлементе.

Емкость одной спиральной составляющей определяется путем сложения емкость тонкопроволочного проводника ($C_{\text{пр}}$), из которой сделана спираль, межвитковой емкостью ($C_{\text{мв}}$) и взаимной емкостью между двумя соседними составными элементами ($C_{\text{мэ}}$):

$$C_i = C_{\text{пр}\ i} + C_{\text{мв}\,i} + C_{\text{мэ}\,i}. \qquad (7)$$

В результате приведем итоговое соотношение для емкости одной спиральной составляющей в составном микроэлементе (с использованием условия малости емкости тонкой проволоки: $C_{\text{пр } i} \ll C_{\text{мв } i}$; $C_{\text{пр } i} \ll C_{\text{мэ } i}$):

$$C_i = \varepsilon_c \left\{ \frac{\pi \left[ (R_i + 2r_i)^2 - R_i^2 \right] (M_i - 1)}{h_i} + \frac{1}{d} \frac{M_i (R_i + r_i)}{\cos \alpha_i} r_i \right\}, \qquad (8)$$

где $M_i$ – количество витков в *i*-ой спиральной составляющей; $R_i$ – радиус витка в *i*-ой спиральной составляющей; $h_i$ – шаг *i*-ой спиральной составляющей; $r_i$ – радиус проволоки *i*-ой спиральной составляющей; $\alpha_i$ – угол накрутки тонкой проволоки в *i*-ой спиральной составляющей.

Индуктивность одной спиральной составляющей определяется как

$$L_i = \mu_c \frac{\pi M_i^2 R_i^2}{l_i}, \qquad (9)$$

где $l_i$ – линейная длины проволоки *i*-ой спиральной составляющей; $\mu_c = 1$ — относительная магнитная проницаемость диэлектрического контейнера.

Подставляя выражения (8) и (9) в соотношения (3), получаем выражения для кирального метаматериала, состоящего из однородного диэлектрического контейнера, в котором периодически размещены и хаотически ориентированы идеально проводящие элементы в виде составных тонкопроволочных спиралей.

Далее в работе была решена задача об отражении плоской электромагнитной волны линейной поляризации от планарного слоя исследуемого метаматериала, расположенного между двумя вакуумными областями. Геометрия задачи приведена на рис. 2. На киральный метаматериал из вакуумной области 1 ($\varepsilon_1 = 1$ и $\mu_1 = 1$ – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости) под углом $\theta$ падает плоская электромагнитная волна с перпендикулярной поляризацией. Область 2 на рис. 3 — планарный слой метаматериала с толщиной $h$ ($\varepsilon_2$ и $\mu_2$ – относительные эффективные диэлектрическая и магнитная проницаемости метаматериала; $\chi_2$ — параметр киральности). Область 3 — вакуум ($\varepsilon_3 = 1$ и $\mu_3 = 1$ – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости).

Задача решалась методом частичных областей. Сначала было определено электромагнитное поле (ЭМП) в метаматериале [5] и в окружающих её областях. На втором этапе после использования граничных условий была получена система линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов отражения и прохождения. Заметим, что при отражении электромагнитной волны и ее прохождении через киральный метаматериал возникает явление кросс-поляризации поля, то есть появление в структуре электромагнитного поля составляющих векторов поля, соответствующих ортогональной к падающей линейной поляризации. Электромагнитные волны в областях 1 и 3 в общем случае имеют эллиптическую поляризацию, а волны в киральном метаматериале 2 — право и левокруговую.

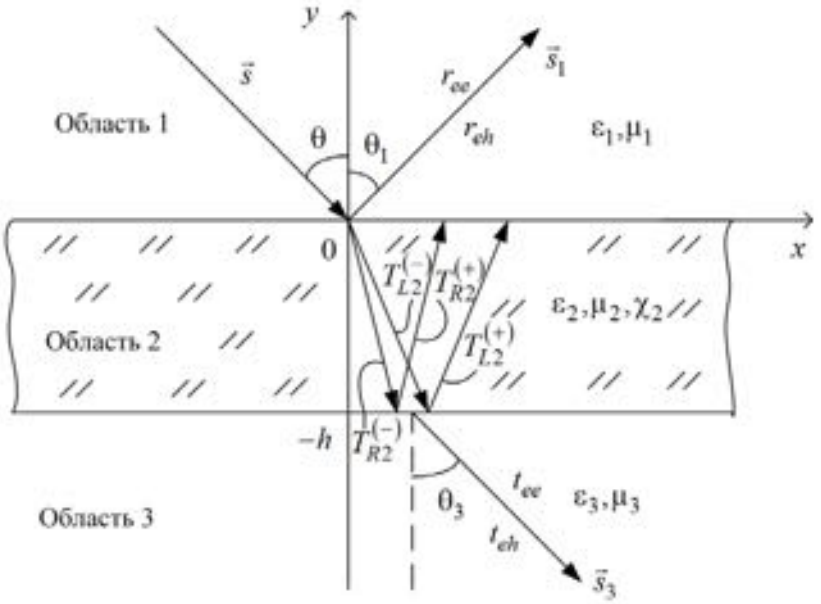



Рис. 3. Геометрия задачи падения плоской электромагнитной волны на киральный метаматериал.

На рис. 3: $r_{ee}, r_{eh}$ — коэффициенты отражения основной и кросс-поляризованной компонент ЭМП в области 1; $T_{R2}^{(-)}, T_{L2}^{(-)}$ — коэффициенты прохождения волн ПКП и ЛКП; $T_{R2}^{(+)}, T_{L2}^{(+)}$ — коэффициенты отражения от границы раздела «киральная среда — область3» волн ПКП и ЛКП; $t_{ee}, t_{eh}$ — коэффициенты прохождения основной и кросс-поляризованной компоненты ЭМП в области 3.

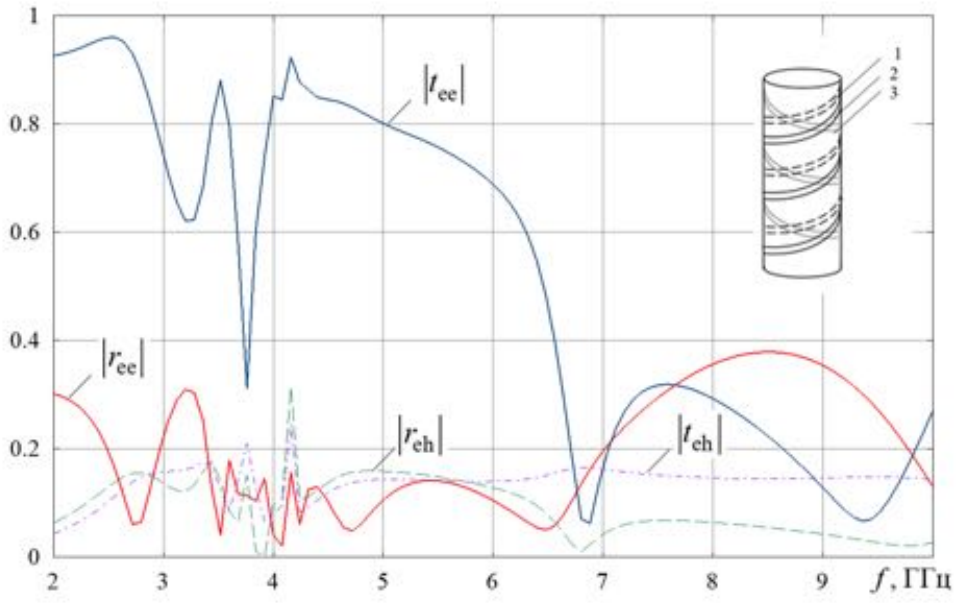



Рис. 4. Частотные зависимости прошедшей и отраженной мощностей для кирального метаматериала на основе составных спиральных элементов

На рис. 4 приведены частотные зависимости модулей коэффициентов отражения и прохождения основной и кросс-поляризованной компонент поля для метаматериала на основе составного спирального элемента из 3-ех спиральных нетождественных составляющих. Как видно из рис. 4, на частотах 3.8 и 6.9 ГГц имеются резкие минимумы модуля коэффициента прохождения основной компоненты, соответствующие преобразованию падающей СВЧ энергии в азимутальное рассеяние.

## 4. Киральный метаматериал на основе многозаходных гаммадионов

Рассмотрим случай, когда в качестве зеркально асимметричных элементов используются многозаходные гаммадионы. Классический гаммадион представляет собой совокупность 2-ух взаимоортогональных S-элементов, то есть является двузаходным. Многозаходный гаммадион — это совокупность из произвольного количества S-элементов с единым геометрическим центром. Геометрии многозаходного и двузаходного гаммадионов приведены на рис. 5.

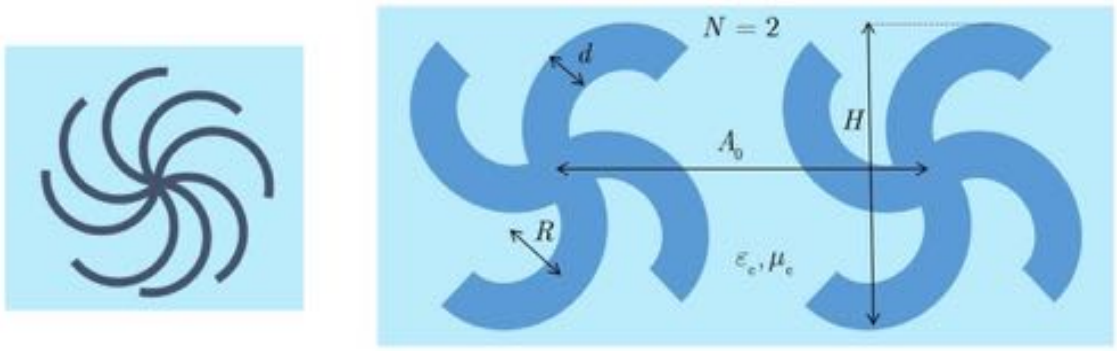



Рис. 5. Пространственная структура кирального метаматериала на основе многозаходных гаммадионов.

Для многозаходного гаммадиона резонансная частота определяется следующим образом:

$$\omega_0 = \left[ \prod_{i=1}^{N} L_i \left( \sum_{i=1}^{N} L_i \right)^{-1} \sum_{i=1}^{N} C_i \right]^{-1/2}, \qquad (10)$$

где $L_i$ – индуктивность $i$-го S-элемента; $C_i$ – емкость $i$-го S-элемента ($i = \overline{1, M}$); $M$ — количество S-составляющих в составном микроэлементе.

Емкость составного элемента определяется путем сложения емкости S-составляющих гаммадиона ($C_э$) и взаимной емкостью между двумя соседними гаммадионами ($C_{мэ}$):

$$C = C_э + C_{мэ}. \qquad (11)$$

В результате приведем итоговое соотношение для емкости многозаходного гаммадиона:

$$C = 2\pi M \varepsilon_c R d \left( \frac{4A_0 + h}{4A_0 h} \right). \quad (12)$$

где $M$ – количество S-составляющих в микроэлементе; $R$ – радиус витка S-составляющей; $h$ – высота элемента; $d$ – ширина металлической полоски S-составляющей; $A_{0i}$ – расстояние между двумя соседними гаммадионами.

Индуктивность многозаходного гаммадиона определяется следующим образом:

$$L = \mu_c \frac{2\sqrt{2} M R^2}{d}. \quad (13)$$

Подставляя выражения (12) и (13) в соотношения (3), получаем выражения для кирального метаматериала, состоящего из однородного диэлектрического контейнера, в котором периодически размещены и хаотически ориентированы идеально проводящие элементы в виде многозаходных гаммадионов.

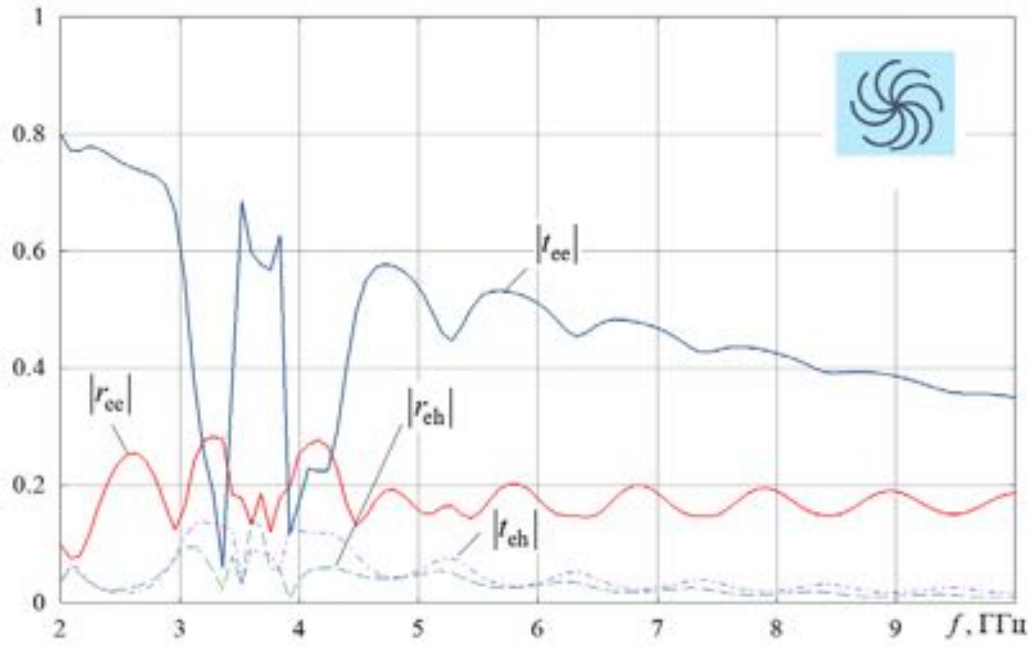



Рис. 6. Частотные зависимости прошедшей и отраженной мощностей для кирального метаматериала на основе 3-ез заходных гаммадионов

Так же, как и для случая составных спиральных элементов, далее была решена задача об отражении плоской электромагнитной волны линейной поляризации от планарного слоя исследуемого метаматериала, расположенного между двумя вакуумными областями.

На рис. 6 показаны частотные зависимости модулей коэффициентов отражения и прохождения для метаматериала на основе 3-ех заходных гаммадионов. Как видно из рис. 6, на частотах 3.4 и 3.9 ГГц имеются резкие минимумы модуля коэффициента прохождения основной компоненты, соответствующие преобразованию падающей СВЧ энергии в азимутальное рассеяние.

В результате в работе доказано, что киральные метаматериалы на основе многозаходных и составных киральных элементов на ряде дискретных частот обладают свойством преобразования нормально (радиально) падающего электромагнитного излучения в рассеяние в азимутальной плоскости метаматериала. Заметим, что степень указанно преобразования больше для случая кирального метаматериала на основе составных спиральных элементов, чем многозаходных гаммадионов. Это связано с тем, что спирали является трехмерными пространственными объектами, в то время как гаммадионы — двумерными.

## 5. Заключение

Таким образом, в работе рассмотрены возможности использования киральных метаматериалов на основе сложных форм зеркально асимметричных элементов для преобразования нормально (радиально) падающего электромагнитного излучение в рассеяние в плоскости метаматериала на определенной частоте. Подобные структуры могут быть использованы для защиты электронных устройств от направленного электромагнитного воздействия на рабочей частоте. Их преимущество перед полностью металлизированными экранами заключается в том, что область протекания тока на микроэлементов имеет малую площадь и создаваемое ими вторичное поле не будет оказывать влияние на окружающие элементы. Кроме того, возможно использование подобных киральных метаматериалов в качестве концентраторов (хабов) электромагнитной энергии с целью ее накопления с целью дальнейшего преобразования в постоянный электрический ток в системах вторичного электропитания.

## Литература


1. Capolino F. Theory and Phenomena of Metamaterials / F. Capolino. Taylor & Francis. CRC Press, 2009. 992 p.
2. Engheta N. Metamaterials: Physics and engineering explorations / N. Engheta, R. W. Ziolkowski. Wiley, 2006. 414 p.
3. Lindell I. V. Electromagnetic waves in chiral and bi-isotropic media / I.V. Lindell, A.H. Sihvola, S.A. Tretyakov, A.J. Viitanen. London: Artech House, 1994. 291 p.
4. Lakhtakia A. Time-harmonic electromagnetic fields in chiral media. Lecture Notes in Physics / A. Lakhtakia, V. K. Varadan, V. V. Varadan. Berlin: Heidelberg and Boston: Springer-Verlag, 1989. 121 p.
5. Неганов В. А. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами / В. А. Неганов, О. В. Осипов. М.: Радио и связь, 2006. 280 с.
6. Третьяков С. А. Электродинамика сложных сред: киральные, биизотропные и некоторые бианизотропные материалы // Радиотехника и электроника, 1994. Т. 39, № 10. – С. 1457-1470.
7. Lakhtakia A. On the Maxwell-Garnett model of chiral composites // Journal of Materials Research, 1993. V.8, № 4 – Pp. 917-922.
8. Semchenko I. V., Tretyakov S. A., Serdyukov A. N. Research on chiral and bianisotropic media in Byelorussia and Russia in the last ten years // Progress In Electromagnetics Research, 1996. V. 12. – Pp. 335-370.


## References


1. Capolino F. Theory and Phenomena of Metamaterials / F. Capolino. Taylor & Francis. CRC Press, 2009. 992 p.

2. Engheta N. Metamaterials: Physics and engineering explorations / N. Engheta, R. W. Ziolkowski. Wiley, 2006. 414 p.
3. Lindell I. V. Electromagnetic waves in chiral and bi-isotropic media / I.V. Lindell, A.H. Sihvola, S.A. Tretyakov, A.J. Viitanen. London: Artech House, 1994. 291 p.
4. Lakhtakia A. Time-harmonic electromagnetic fields in chiral media. Lecture Notes in Physics / A. Lakhtakia, V. K. Varadan, V. V. Varadan. Berlin: Heidelberg and Boston: Springer-Verlag, 1989. 121 p.
5. Neganov, V. A., Osipov, O. V. Reflective, waveguide and radiating structures with chiral elements. M.: Radio and communication, 2006. – 280 p.
6. Tretyakov S. A. Electrodynamics of complex media: chiral, biisotropic and some bianisotropic materials // Radio engineering and electronics, 1994. V 39, № 10. – Pp. 1457-1470.
7. Lakhtakia A. On the Maxwell-Garnett model of chiral composites // Journal of Materials Research, 1993. V.8, № 4 – Pp. 917-922.
8. Semchenko I. V., Tretyakov S. A., Serdyukov A. N. Research on chiral and bianisotropic media in Byelorussia and Russia in the last ten years // Progress In Electromagnetics Research, 1996. V. 12. – Pp. 335-370.

# МАТРИЦА ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ ДЛЯ ПЛАНАРНОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО РАМОЧНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ

А. Н. Дементьев[1], Д. С. Клюев[2], С. А. Коршунов[3], М. С. Курушкин[4], А. М. Нещерет[3]

[1]МИРЭА - Российский технологический университет, Москва, РФ
[2]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ
[3]Самарское инновационное предприятие радиосистем, Самара, РФ
[4] Военная академия ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого, Московская обл., Балашиха, РФ

**Аннотация.** В данной работе описана методика определения элементов матрицы поверхностных импедансов планарного микрополоскового рамочного излучателя с использованием преобразования Ханкеля.

**Ключевые слова:** матрица поверхностных импедансов; преобразование Ханкеля; микрополосковый рамочный излучатель.

# SURFACE IMPEDANCE MATRIX FOR PLANAR MICROSTRIP FRAME RADIATOR

A. N. Dementyev[1], D. S. Klyuev[2], S. A. Korshunov[3], M. S. Kurushkin[4], A. M. Neshcheret[3]

[1]MIREA - Russian Technological University, Moscow, Russia
[2]Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia
[3]Samara innovative business radio systems, Samara, Russia
[4]The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, Moscow region, Balashikha, Russia

**Abstract.** In this paper, we consider a method for determining the elements of the matrix of surface impedances of a planar microstrip frame radiator using the Hankel transform.

**Keywords:** surface impedance matrix; Hankel transform; microstrip frame radiator.

## 1. Введение

Публикация огромного количества работ, посвященных вопросам анализа и синтеза микрополосковых антенн (МПА), описанию их конструкций, функциональных разновидностей и т.д. свидетельствует о неугасающем научном интересе к этому виду антенн. Научный ажиотаж вокруг МПА обусловлен их существенными преимуществами: малые габариты, небольшой вес, недорогая технология производства, как самих МПА, так и соответствующих элементов фидерного тракта.

МПА представляет собой подложку из СВЧ-диэлектрика, на поверхности которого расположены планарные излучатели различной формы. Диэлектрик служит для выполнения конструктивных функций и обеспечения требуемых характеристик излучения.

Любая МПА представляет собой разновидности рамочного или вибраторного излучателя. Методы электродинамического анализа микрополоскового вибратора достаточно подробно описаны в научной литературе. Однако работ, посвященных микрополосковым рамочным антеннам не так много. В этой работе сделана попытка заполнить этот пробел.

## 2. Матрица поверхностных импедансов

В работе рассмотрен бесконечно тонкий планарный идеально проводящий круглый рамочный излучатель, расположенный на диэлектрической подложке с односторонней металлизацией (рис. 1). Излучатель имеет радиус $R$, ширину $2a$ и разрыв с угловой длиной $2\Delta$. Подложка имеет толщину $d$, диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_1$ и магнитную проницаемость $\mu_1$. Исследуемая структура расположена в среде с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_2$ и магнитной проницаемостью $\mu_2$.

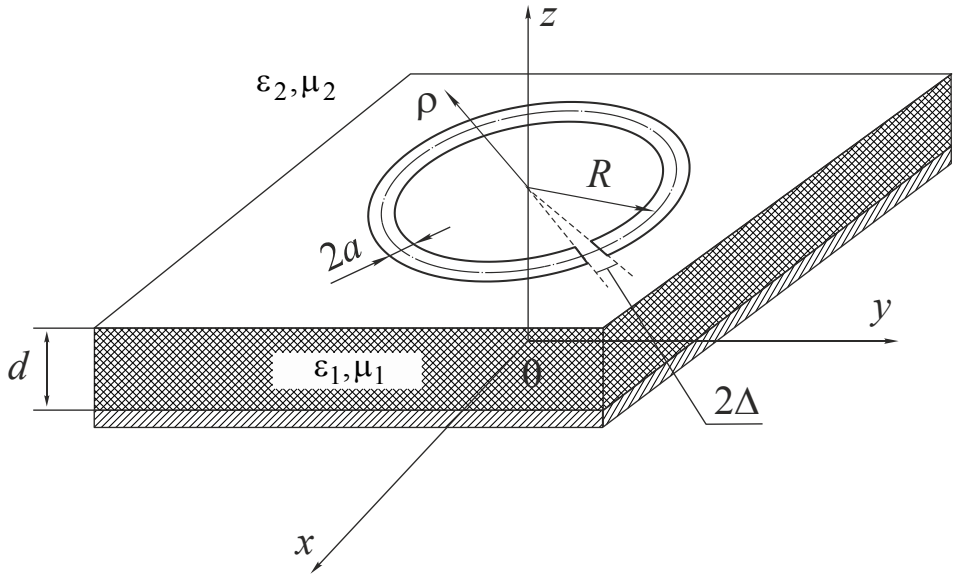



Рис. 1. Геометрия задачи

Запишем преобразование Ханкеля по радиальной координате $\rho$ для вектора напряженности электрического поля и вектора напряженности магнитного поля на поверхности подложки, а также для вектора поверхностной плотности тока на излучателе. По азимутальной координате $\varphi$ векторы раскладываются в ряд Фурье.

$$\vec{E}(\rho,\varphi,z)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\exp(in\varphi)\int_{-\infty}^{\infty}\left(\vec{\rho}_0E_\rho^F(n,h,z)+\vec{\varphi}_0E_\varphi^F(n,h,z)+\vec{z}_0E_z^F(n,h,z)\right)J_n(h\rho)hdh,$$

$$\vec{H}(\rho,\varphi,z)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\exp(in\varphi)\int_{-\infty}^{\infty}\left(\vec{\rho}_0H_\rho^F(n,h,z)+\vec{\varphi}_0H_\varphi^F(n,h,z)+\vec{z}_0H_z^F(n,h,z)\right)J_n(h\rho)hdh,$$

$$\vec{\eta}(\rho,\varphi)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\exp(in\varphi)\int_{-\infty}^{\infty}\left(\vec{\varphi}_0\eta_\varphi^F(n,h,z=d)+\vec{z}_0\eta_z^F(n,h,z=d)\right)J_n(h\rho)hdh,$$

где

$$\vec{E}^{F}(n,h,z)=\frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left(\vec{\rho}_0 E_\rho(\rho',\varphi',z)+\vec{\varphi}_0 E_\varphi(\rho',\varphi',z)+\right.$$
$$\left.+\vec{z}_0 E_z(\rho',\varphi',z)\right)\exp(-in\varphi')J_n(h\rho')\rho' d\varphi' d\rho',$$
$$\vec{H}^{F}(n,h,z)=\frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left(\vec{\rho}_0 H_\rho(\rho',\varphi',z)+\vec{\varphi}_0 H_\varphi(\rho',\varphi',z)+\right.$$
$$\left.+\vec{z}_0 H_z(\rho',\varphi',z)\right)\exp(-in\varphi')J_n(h\rho')\rho' d\varphi' d\rho',$$
$$\vec{\eta}^{F}(n,h)=\frac{1}{4\pi^2}\int_{-\Delta}^{\Delta}\int_{-l}^{l}\left(\vec{\varphi}_0\eta_\varphi(\varphi',\rho')+\right.$$
$$\left.+\vec{z}_0\eta_z(\varphi',\rho')\right)\exp(-in\varphi')J_n(h\rho')\rho' d\varphi' d\rho'.$$

Матрица поверхностных импедансов определяется через матрицу поверхностных адмитансов, которую можно определить через разницу элементов матриц входных адмитансов. Матрица входных адмитансов определяется фурье-образами $\rho$ и $\varphi$ составляющих напряженностей электрического и магнитного полей в области $z<d$ и области $z>d$ [1]. Используя уравнения Максвелла для комплексных амплитуд

$$\frac{1}{\rho}\frac{\partial E_z^{(1,2)}}{\partial\varphi}-\frac{\partial E_\varphi^{(1,2)}}{\partial z}=-i\omega\mu_{1,2}\mu_0 H_\rho^{(1,2)},\quad \frac{1}{\rho}\frac{\partial H_z^{(1,2)}}{\partial\varphi}-\frac{\partial H_\varphi^{(1,2)}}{\partial z}=i\omega\varepsilon_{1,2}\varepsilon_0 E_\rho^{(1,2)},$$
$$\frac{\partial E_\rho^{(1,2)}}{\partial z}-\frac{\partial E_z^{(1,2)}}{\partial\rho}=-i\omega\mu_{1,2}\mu_0 H_\varphi^{(1,2)},\quad \frac{\partial H_\rho^{(1,2)}}{\partial z}-\frac{\partial H_z^{(1,2)}}{\partial\rho}=i\omega\varepsilon_{1,2}\varepsilon_0 E_\varphi^{(1,2)},$$
$$\frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial\rho}\left(\rho E_\varphi^{(1,2)}\right)-\frac{1}{\rho}\frac{\partial E_\rho^{(1,2)}}{\partial\varphi}=\quad \frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial\rho}\left(\rho H_\varphi^{(1,2)}\right)-\frac{1}{\rho}\frac{\partial H_\rho^{(1,2)}}{\partial\varphi}=$$
$$=-i\omega\mu_{1,2}\mu_0 H_z^{(1,2)},\quad =i\omega\varepsilon_{1,2}\varepsilon_0 E_z^{(1,2)},$$

выразим составляющие $E_\rho^{(1,2)}$ и $H_\rho^{(1,2)}$ через $E_\varphi^{(1,2)}$ и $H_\varphi^{(1,2)}$ для обеих областей

$$\left(\rho k^2\varepsilon_{1,2}\mu_{1,2}+\frac{1}{\rho}\frac{\partial^2}{\partial\varphi^2}\right)E_\rho^{(1,2)}=\frac{in}{\rho}\left(E_\varphi^{(1,2)}+\rho\frac{\partial E_\varphi^{(1,2)}}{\partial\rho}\right)+\rho i\omega\mu_{1,2}\mu_0\frac{\partial H_\varphi^{(1,2)}}{\partial z},$$
$$\left(\rho k^2\varepsilon_{1,2}\mu_{1,2}+\frac{1}{\rho}\frac{\partial^2}{\partial\varphi^2}\right)H_\rho^{(1,2)}=\frac{in}{\rho}\left(H_\varphi^{(1,2)}+\rho\frac{\partial H_\varphi^{(1,2)}}{\partial\rho}\right)-\rho i\omega\varepsilon_{1,2}\varepsilon_0\frac{\partial E_\varphi^{(1,2)}}{\partial z},$$

и осуществим переход к их фурье-образам.

$$\left(\rho k^2\varepsilon_{1,2}\mu_{1,2}-\frac{n^2}{\rho}\right)E_\rho^{F(1,2)}=\frac{in}{\rho}\left(E_\varphi^{F(1,2)}+\rho E_\varphi^{F(1,2)}\frac{J_n'(h\rho)}{J_n(h\rho)}\right)+\rho i\omega\mu_{1,2}\mu_0\frac{\partial H_\varphi^{F(1,2)}}{\partial z},$$
$$\left(\rho k^2\varepsilon_{1,2}\mu_{1,2}-\frac{n^2}{\rho}\right)H_\rho^{F(1,2)}=\frac{in}{\rho}\left(H_\varphi^{F(1,2)}+\rho H_\varphi^{F(1,2)}\frac{J_n'(h\rho)}{J_n(h\rho)}\right)-\rho i\omega\varepsilon_{1,2}\varepsilon_0\frac{\partial E_\varphi^{F(1,2)}}{\partial z}.$$

Далее, учитывая граничные условия, находим решения уравнений Гельмгольца относительно Фурье-образов φ составляющих напряженностей электрического и магнитного полей для обоих областей $E_{\varphi}^{F(1,2)}$ и $H_{\varphi}^{F(1,2)}$.

$$\left\{\frac{J_n''(h\rho)}{J_n(h\rho)}+\frac{1}{\rho}\frac{J_n'(h\rho)}{J_n(h\rho)}-\frac{n^2}{\rho^2}+\frac{\partial^2}{\partial z^2}+k^2\varepsilon_{1,2}\mu_{1,2}\right\}\begin{Bmatrix}E_{\varphi}^{F(1,2)}\\ H_{\varphi}^{F(1,2)}\end{Bmatrix}=0,$$

$$E_{\varphi}^{F(1)}=C_1^{(1)}\sin(r_1 z),\ H_{\varphi}^{F(1)}=C_2^{(1)}\cos(r_1 z),$$
$$E_{\varphi}^{F(2)}=C_1^{(2)}e^{-ir_2 z},\ H_{\varphi}^{F(2)}=C_2^{(2)}e^{-ir_2 z},$$

где $C_1^{(1,2)}$, $C_2^{(1,2)}$ — некоторые константы.

$$r_{1,2}=\sqrt{\frac{J_n''(h\rho)}{J_n(h\rho)}+\frac{1}{\rho}\frac{J_n'(h\rho)}{J_n(h\rho)}-\frac{n^2}{\rho^2}+k^2\varepsilon_{1,2}\mu_{1,2}}.$$

Далее, используя метод описанный в [1], получаем элементы матрицы поверхностных импедансов микрополоскового планарного рамочного излучателя.

## 3. Заключение

Матрица поверхностных импедансов позволяет получить интегральные представления поля излучения микрополоскового рамочного излучателя в любой точке пространства. С ее помощью можно свести задачу об определении функции распределения плотности тока по поверхности излучателя к интегральному уравнению. Зная распределение поверхностной плотности тока, полученное в результате решения этого уравнения, можно определить все характеристики излучателя: входное сопротивление, диаграмму направленности, коэффициент усиления, поляризационную характеристику и т.д.

## Литература

1. Дементьев А.Н., Клюев Д.С., Неганов В.А., Соколова Ю.В. Сингулярные и гиперсингулярные интегральные уравнения в теории зеркальных и полосковых антенн. М.: Радиотехника, 2015. 216 с

## References

1. Dementyev A.N., Klyuev D.S., Neganov V.A., Sokolova Yu.V. Singular and hypersingular integral equations in the reflector and strip antennas theory. M.: Radiotekhnika, 2015. 216 p.

# МЕТОД АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО СИНТЕЗА ЛИНЕЙНОЙ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Л.В. Винник[1], В.И. Колесниченко[2], А.В. Литвинов[1], С.Е. Мищенко[1], В.В. Шацкий[1]

[1]ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС»), Ростов-на-Дону, Россия
[2]Южный Федеральный Университет (ЮФУ), Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Предложен метод синтеза линейной виртуальной антенной решетки, состоящей из реальной подрешетки и виртуальной подрешетки, позволяющий снять ограничения метода виртуального раскрыва, определяемые требованием к гладкости распределения поля в раскрыве приемной цифровой антенной решетки. Решена задача синтеза виртуальной антенной решетки по критерию максимума отношения нормы вектора комплексных амплитуд в раскрыве виртуальной подрешетки к норме отклонения измеренного вектора комплексных амплитуд в каналах цифровой антенной решетки в раскрыве от рассчитываемого вектора комплексных амплитуд в раскрыве реальной подрешетки. Показано, что предлагаемый метод позволяет решать задачу уточнения пеленгационного рельефа при произвольной пространственной ориентации источников радиоизлучения и низком отношении сигнал/шум.

**Ключевые слова:** реальная и виртуальная антенная решетка, синтез антенной решетки, пеленгационный рельеф.

# AMPLITUDE-PHASE SYNTHESIS METHOD OF A LINEAR VIRTUAL ANTENNA ARRAY

L. V. Vinnik[1], V. I. Kolesnichenko[2], A. V. Litvinov[1], S. E. Mishchenko[1], V. V. Shatskiy[1]

[1]Federal State Unitary Enterprise "Rostov Scientific Research Institute of Radio Communications" (FSUE "RNIIRS"), Rostov-on-Don, Russia
[2]South Federal University (SFU), Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** A method for synthesis of the linear virtual antenna array consisting of a real subarray and a virtual subarray is proposed. It allows removing the limitations of the virtual aperture method, which are determined by the requirement for smooth field distribution in the aperture of a receiving digital antenna array. The problem of synthesis a virtual antenna array is solved with a critetion of the maximum ratio of two private target function. The first private target function is the norm of the vector of complex amplitudes in the aperture of the virtual subarray. The second private function is the standard deviation of the measured vector of complex amplitudes in the channels of the digital antenna array in the real aperture from the calculated vector of complex amplitudes. It is shown that the proposed method allows us to solve the problem of improving the direction-finding relief for an arbitrary spatial orientation of radio sources and a low signal-to-noise ratio.

**Keywords:** real and virtual antenna array, synthesis of antenna array, direction-finding relief.

## 1. Введение

Потенциальная разрешающая способность радиолокатора достигается при механическом сканировании антенны [1] и ограничивается критерием Рэлея. При использовании в составе радиолокатора антенной решетки (АР) с электрическим сканированием разрешающая способность ухудшается по мере отклонения положений

целей от направления нормали к раскрыву. Современная элементная база позволяет строить радиолокационные системы с использованием цифровых антенных решеток (ЦАР). Обработка сигналов в ЦАР позволяет заметно улучшить разрешающую способность и превзойти ограничение Рэлея. В настоящее время известен целый ряд методов сверхразрешения в ЦАР, к основным из которых следует отнести алгоритмы Кейпона, MUSIC [2, 3], а также метод виртуального раскрыва [4, 5]. Метод виртуального раскрыва состоит в экстраполяции распределения поля, измеренного в пределах раскрыва ЦАР, на раскрыв большего размера. Решение задачи экстраполяции в вычислительном отношении значительно проще, чем алгоритмы Кейпона и MUSIC, однако адекватное решение задачи экстраполяции возможно при условии, что распределение поля в раскрыве ЦАР представляет собой медленно изменяющуюся функцию. Это является существенным ограничением метода виртуального раскрыва.

Цель работы состоит в том, чтобы снять ограничения метода виртуального раскрыва и обеспечить его реализуемость при произвольном пространственном расположении источников радиоизлучения.

Решаемые задачи

1 Обоснование метода амплитудно-фазового синтеза линейной виртуальной антенной решетки.

2 Оценка эффективности предложенного метода.

## 2. Обоснование метода синтеза виртуальной антенной решетки

Пусть имеется система из $N$ точечных источников радиоизлучения (ИРИ), расположение которых задает вектор $\mathbf{U}=\left(U_n\middle|n=1,2,...,N\right)$, а комплексные амплитуды – вектор-строка $\mathbf{J}=\left(J_n\middle|n=1,2,...,N\right)$. При этом число $N$ источников неизвестно.

Предположим, что регистрация комплексных амплитуд сигналов осуществляется в каналах приемной $M$ -элементной ЦАР.

Требуется сформировать пеленгационный рельеф виртуальной АР, содержащей $P+M$ антенных элементов (АЭ), на основании которого можно получить оценки параметров источников.

Обозначим

$$\mathbf{x}=\left(x_m=d\left(m-\left(M+1\right)/2\right)\middle|m=1,2,...,M\right); \qquad (1)$$

координаты фазовых центров антенных элементов (АЭ) ЦАР.

Комплексные амплитуды в каналах ЦАР для параметров сигнальной обстановки могут быть представлены в виде:

$$\mathbf{A}=\mathbf{J}\mathbf{f}^{*}\left(\mathbf{U}\right)+\mathbf{\Delta}, \qquad (2)$$

где $\mathbf{\Delta}=\left(\Delta_m\middle|m=1,2,...,M\right)$ – вектор комплексных амплитуд внутренних шумов в каналах ЦАР;

$$\mathbf{f}\left(u\right)=\left(f_m\left(u\right)=\exp\left(ikx_m u\right)\middle|m=1,2,...,M\right); \qquad (3)$$

символ «*» обозначает операцию комплексного сопряжения; $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число; $i$ – мнимая единица.

По результатам измерения комплексных амплитуд в раскрыве АР может быть сформирована комплексная функция

$$F(u) = \mathbf{A}\mathbf{f}(u). \tag{4}$$

Эта функция в области $u \in [-1,1]$ соответствует ДН ЦАР, но может быть определена и на всей действительной числовой оси $u \in (-\infty, \infty)$. Известно, что функция $F(u)$ является периодической с периодом $T_u$. Значение периода $T_u$ равно наименьшему общему кратному всех периодов функций $\exp ikx_m u$ . В случае эквидистантной АР с шагом, равным $d$, период $T_u = \lambda / d$. Если функция $F(u)$ определена в области $u \in [-T_u / 2, T_u / 2]$, то получим:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{T_u} \int_{-T_u/2}^{T_u/2} F(u)\mathbf{f}^*(u)\,du. \tag{5}$$

Рассмотрим виртуальную АР, которая состоит из двух подрешеток. Антенные элементы первой подрешетки расположены в точках, определяемых вектором $\mathbf{x}$, а АЭ второй подрешетки – в точках, образующих вектор $\hat{\mathbf{x}} = \left(\hat{x}_p \,\middle|\, p = 1,2,...,P\right)$. Первую подрешетку будем называть реальной подрешеткой, а вторую – виртуальной подрешеткой виртуальной АР.

Если комплексные амплитуды в раскрыве реальной подрешетки совпадают с комплексными амплитудами ЦАР, то ДН виртуальной АР представляет собой сумму ДН ЦАР и виртуальной подрешетки:

$$\hat{F}(u) = F(u) + \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{f}}(u), \tag{6}$$

где $\hat{\mathbf{A}}$ – вектор комплексных амплитуд в раскрыве виртуальной подрешетки;

$$\hat{\mathbf{f}}(u) = \left(\hat{f}_p(u) = \exp\left(ik\hat{x}_p u\right) \,\middle|\, p = 1,2,...,P\right). \tag{7}$$

Очевидно, что ДН виртуальной АР также является периодической функцией. Пусть координаты $\hat{\mathbf{x}}$ АЭ виртуальной подрешетки выбраны таким образом, что периоды функций $F(u)$ и $\hat{F}(u)$ совпадают.

В этом случае комплексные амплитуды $\hat{\mathbf{A}}$ в раскрыве виртуальной подрешетки могут быть записаны аналогично выражению (4):

$$\hat{\mathbf{A}} = \frac{1}{T_u} \int_{-T_u/2}^{T_u/2} \hat{F}(u)\hat{\mathbf{f}}^*(u)\,du. \tag{8}$$

Следует отметить, что для комплексных амплитуд реальной подрешетки можно записать выражение

$$\hat{\mathbf{A}} = \frac{1}{T_u} \int_{-T_u/2}^{T_u/2} \hat{F}(u)\mathbf{f}^*(u)\,du. \tag{9}$$

Отсюда следует, что одно и то же распределение комплексных амплитуд в раскрыве реальной ЦАР можно получить двумя способами при помощи выражений (4) и (8). В то же время несложно проверить, что расчет комплексных амплитуд виртуальной подрешетки путем преобразования Фурье ДН ЦАР приведет к нулевому вектору

$$0 = \frac{1}{T_u} \int_{-T_u/2}^{T_u/2} F(u) \hat{\mathbf{f}}^*(u) du . \tag{10}$$

Отсюда следует, что для решения сформулированной задачи формирования пеленгационного рельефа виртуальной АР необходимо найти комплексные амплитуды в раскрыве виртуальной подрешетки, учитывая тот факт, что преобразование Фурье ДН виртуальной АР должно приводить к совпадению комплексных амплитуд реальной подрешетки и ЦАР, а также к ненулевым значениям комплексных амплитуд в раскрыве виртуальной подрешетки. Эти условия позволяют ввести две целевые функции, которые зависят от формы ДН виртуальной АР:

$$g_1\left(\hat{\mathbf{F}}\right) = \left\| \frac{1}{T_u} \hat{\mathbf{F}} \mathbf{f}^H - \mathbf{A} \right\|^2 ; \tag{11}$$

$$g_2\left(\hat{\mathbf{F}}\right) = \frac{1}{T_u} \left\| \hat{\mathbf{F}} \hat{\mathbf{f}}^H \right\|^2 , \tag{12}$$

где $\hat{\mathbf{F}}$ представляет со бой вектор строку значений отсчетов ДН $\hat{F}(u)$ виртуальной АР, а вектор-функции $\mathbf{f}(u)$ и $\hat{\mathbf{f}}(u)$ представлены в виде матриц; обозначение $\|\mathbf{a}\|$ соответствует норме вектора $\mathbf{a}$, $H$ обозначает операцию эрмитова сопряжения.

Искомая функция $\hat{\mathbf{F}}$ должна обеспечивать достижение максимального значения второй частной целевой функции при условии достижения минимума первой частной целевой функции. Этому требованию может соответствовать максимум отношения частных целевых функций

$$g\left(\hat{\mathbf{F}}\right) = g_1\left(\hat{\mathbf{F}}\right) \Big/ g_2\left(\hat{\mathbf{F}}\right). \tag{13}$$

Точным решением задачи при отсутствии шума является дискретная функция

$$\hat{F}(u) = \begin{cases} J_n, & u = U_n; \\ 0, & u \neq U_n. \end{cases} \tag{14}$$

Построим алгоритм отыскания функции $\hat{\mathbf{F}}$ в виде градиентного алгоритма. При этом в качестве начального приближения может служить ДН ЦАР, описываемая вектором $\hat{\mathbf{F}}^{\langle 0 \rangle} = \left( F\left(u_j\right) \middle| j = 1, 2, ..., J \right)$.

На этапе инициализации алгоритма положим, что

$$\hat{F}^{\langle 0 \rangle}(u) = \begin{cases} \hat{F}^{\langle 0 \rangle}(u_i), & \left|\hat{F}^{\langle 0 \rangle}(u_i)\right| \geq F_0; \\ 0, & \left|\hat{F}^{\langle 0 \rangle}(u_i)\right| < F_0. \end{cases} \tag{15}$$

где $F_0$ – пороговый уровень; $u_i$ – направление на точку наблюдения, соответствующее выбранной сетке значений.

Выбор порогового уровня призван отбросить побочные лепестки, которые не связаны с воздействием ИРИ, а представляют собой суперпозицию боковых лепестков множителей направленности парциальных лучей.

После расчета вектора $\hat{\mathbf{F}}^{\langle 0\rangle}$ может быть получено начальное значение качества решения $g\left(\hat{\mathbf{F}}^{\langle 0\rangle}\right)$ по формуле (13).

В ходе итерационного цикла вычисляют компоненты вектора градиента отношения целевых функций $g\left(\hat{\mathbf{F}}^{\langle t\rangle}\right)$ по каждому из ненулевых значений вектора $\hat{\mathbf{F}}^{\langle t\rangle}$ ($t=0,1,...,T$ – номер шага итерационного процесса; $T$ – максимальное число итераций). Градиент отношения (13) при $\hat{F}^{\langle t\rangle}\left(u_i\right)>0$ проще всего рассчитывать по разностной схеме.

В результате следующее приближение искомого вектора имеет вид:

$$\hat{\mathbf{F}}^{\langle t+1\rangle}=\hat{\mathbf{F}}^{\langle t\rangle}+v^{\langle t\rangle}\frac{\partial}{\partial u}g\left(\hat{\mathbf{F}}^{\langle t\rangle}\right)\Big|_{u=u_i}. \qquad (16)$$

Здесь $v^{\langle t\rangle}$ – параметр, характеризующий скорость приближения к экстремуму.

Если $\hat{F}^{\langle t\rangle}\left(u_i\right)=0$, то полагаем, что $\frac{\partial}{\partial u}g\left(\hat{\mathbf{F}}^{\langle t\rangle}\right)\Big|_{u=u_i}=0$.

Далее значения функции $\hat{F}^{\langle t+1\rangle}\left(u_i\right)$ нормируют и сравнивают с выбранным значением порога $F_0$ и в соответствии с выражением вида (15) часть из этих значений обнуляется.

Исходное значение параметра $v^{\langle t\rangle}$ на каждом шаге итерационного процесса выбирают таким образом, чтобы

$$v^{\langle t\rangle}\max\left|\frac{\partial}{\partial u}g\left(\hat{\mathbf{F}}^{\langle t\rangle}\right)\right|=1. \qquad (17)$$

Если при текущем значении параметра $v^{\langle t\rangle}$ получим, что

$$g\left(\hat{\mathbf{F}}^{\langle t+1\rangle}\right)<g\left(\hat{\mathbf{F}}^{\langle t\rangle}\right), \qquad (18)$$

то параметр $v^{\langle t\rangle}$ уменьшается в два раза до тех пор, пока не нарушится неравенство (18) или параметр $v^{\langle t\rangle}$ не станет пренебрежимо мал.

Далее проверяют выполнение условий окончания итерационного процесса. К ним относятся: предельное число итераций $T$ или стабилизация значения $g\left(\hat{\mathbf{F}}^{\langle t\rangle}\right)$ на протяжении заданного числа итераций (например, две или больше). Если данные условия не выполнены, то осуществляют повторение операций итерационного цикла.

После окончания итерационного процесса пеленгационный рельеф может быть построен при помощи найденного вектора $\hat{\mathbf{F}}$. Кроме того, по формулам (8) и (9) могут быть получены комплексные амплитуды в раскрыве виртуальной АР и сформирована ее ДН по формуле (6).

Таким образом, предлагаемый метод синтеза линейной виртуальной АР состоит в определении оптимального вектора $\hat{\mathbf{F}}$, описывающего ДН виртуальной АР, в ходе итерационной процедуры, максимизирующей отношение частных целевых функций (12) и (11).

Предлагаемый метод принципиально может быть использован и для решения задач синтеза плоских виртуальных АР, однако в этом случае могут возникнуть ограничения, связанные с ростом объема вычислительных затрат при реализации градиентного алгоритма.

### 3. Оценка эффективности метода

Рассмотрим возможности предлагаемого метода детализации радиолокационного изображения на примере $M = 64$-элементной АР.

На рисунке 1 представлено пространственное распределение трех ИРИ, амплитуды сигналов которых обозначены символом «о». ИРИ, первые два расположенные слева источника – синфазны, что делает задачу их разрешения наиболее сложной. Фаза третьего источника (справа) составляет $-49^o$. На этом же рисунке приведен фрагмент функции $\hat{F}(u)$ (кривая 2), содержащий ненулевые значения, полученный после выполнения 50-ти итераций градиентного алгоритма. Рост показателя качества в течение 50-ти шагов демонстрирует рисунок 2.

Виртуальная АР состояла из 256 антенных элементов, что в четыре раза больше, чем число элементов реальной подрешетки.

Время решения задачи синтеза виртуальной АР составило 0,2 секунды. Время решения зависит от сложности обстановки и шага дискретизации при расчете функции $F_{\Sigma}^{\langle t+1\rangle}(u)$. В данном случае шаг дискретизации равен 0,002.

На рис. 3 и 4 приведены распределения амплитуд и фаз в раскрыве виртуальной АР, найденные в результате решения задачи синтеза. На данных рисунках кривая 1 обозначает идеальное распределение амплитуд и фаз в элементах виртуальной АР, а кривая 2 – распределение амплитуд и фаз в раскрыве синтезированной виртуальной АР. В центральной части цветом выделена область, горизонтальные размеры которой соответствуют размерам ЦАР или реальной подрешетки виртуальной АР.

Анализ результатов на рисунках 3 и 4 позволяет сделать вывод о том, что найденное распределение комплексных амплитуд в раскрыве виртуальной АР хорошо коррелирует с идеальным распределением.

На рисунке 5 приведены ДН виртуальной АР (кривая 1 соответствует синтезированной виртуальной АР, кривая 2 – идеальной ДН виртуальной АР), кривая 3 обозначает ДН ЦАР.

В соответствии с рисунком 5 ошибки установки лучей синтезированной виртуальной АР не превышают 0,002 (0,11 градуса). При этом величина отношения сигнал шум (ОСШ) для ИРИ изменялась от 9 до 10 дБ.

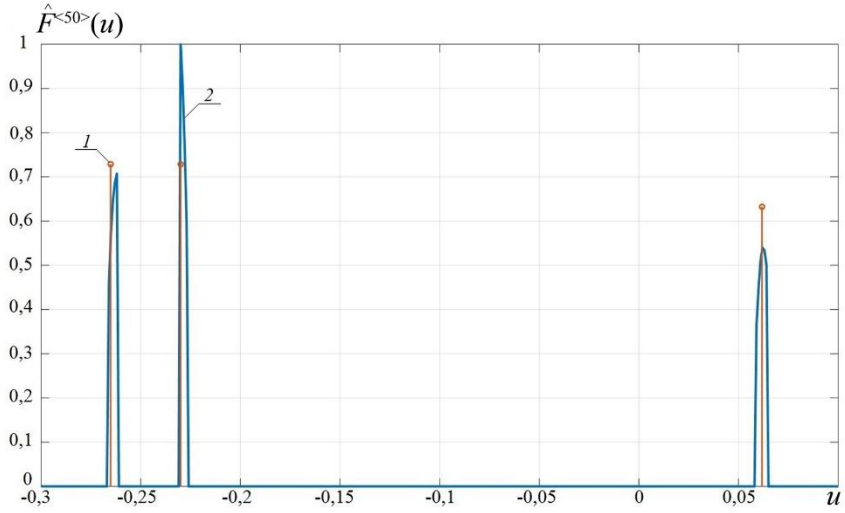



Рис. 1. Расположение и амплитуды ИРИ в пространстве (бары 1) и пеленгационный рельеф, полученный после 50-ти итераций (кривая 2)

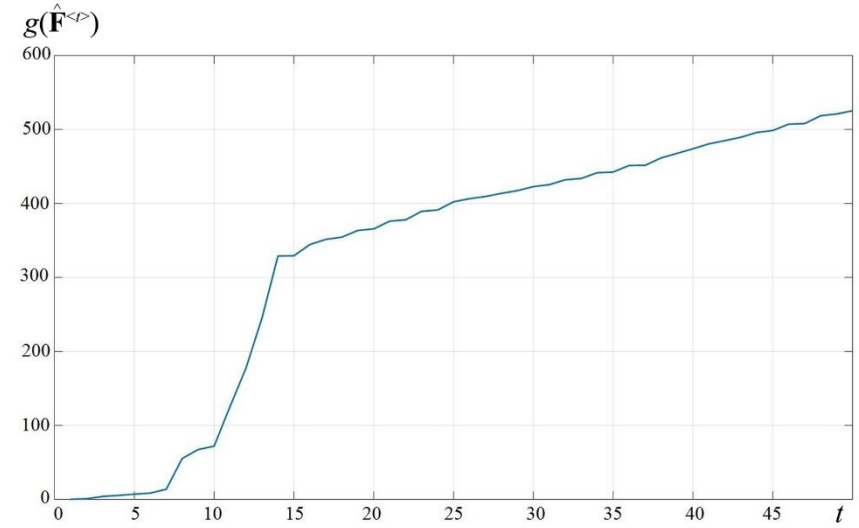



Рис. 2. Сходимость итерационного процесса

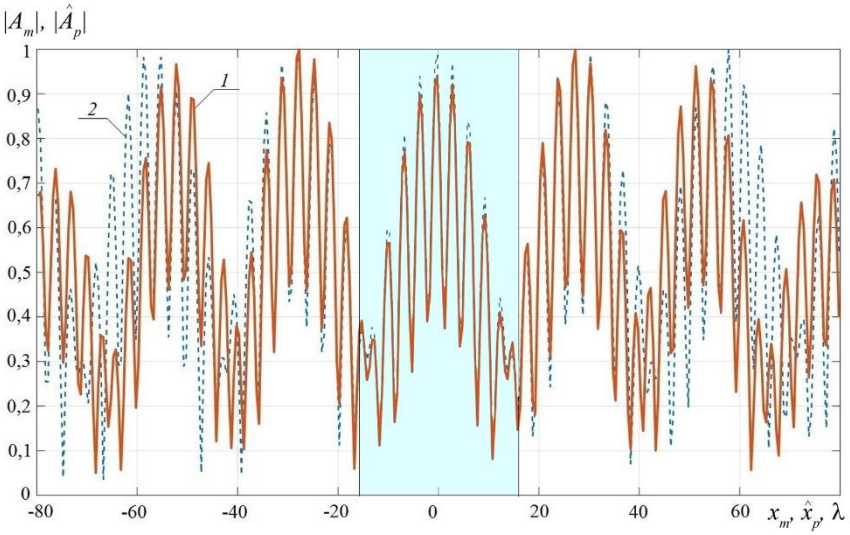



Рис. 3. Амплитудные распределения в раскрыве виртуальной АР (кривая 1 – идеальное распределение, кривая 2 – синтезированное)

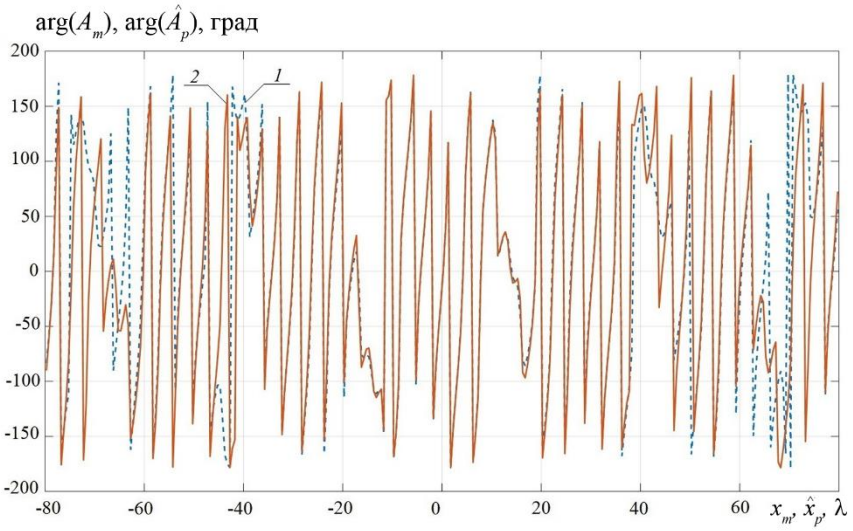



Рис. 4. Фазовые распределения в раскрыве виртуальной АР (кривая 1 – идеальное распределение фаз, кривая 2 – синтезированное)

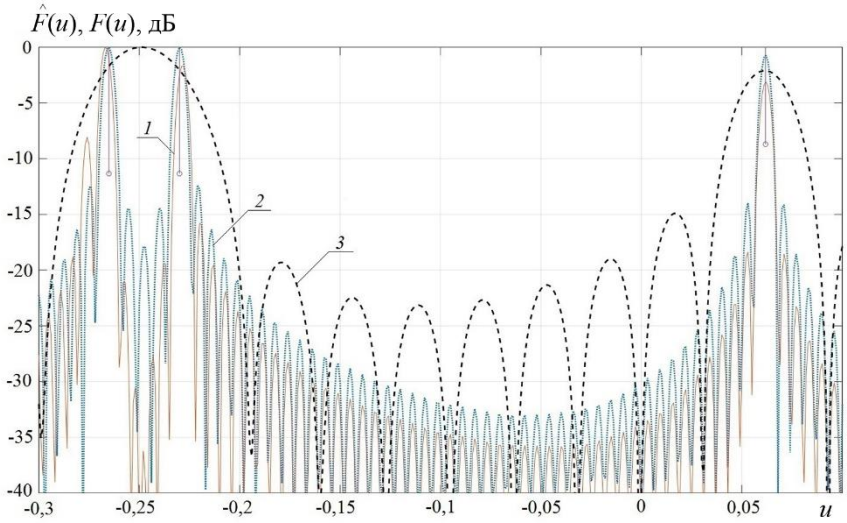



Рис. 5. ДН виртуальной АР и ДН ЦАР (кривые 1 и 2 соответствуют синтезированной и идеальной ДН виртуальной АР, кривая 3 – ДН ЦАР) при ОСШ 9…10 дБ

На рисунке 6 приведены аналогичные рис. 5 результаты, соответствующие случаю уменьшения ОСШ до 5…6 дБ для каждого ИРИ. В результате увеличения уровня шумов наблюдается повышение ошибок установки лучей ДН виртуальной АР до 0,003 (0,17 градусов). Дальнейший рост шумов может приводить к пропуску отдельных направлений ИРИ, что демонстрирует рисунок 7 при ОСШ, изменяющемся в диапазоне от 1 до 2 дБ. На данном рисунке амплитуда одного из лучей существенно снизилась. Обозначения на рисунках 6 и 7 и последующих рисунках совпадают с введенными выше для рисунка 5.

Эффективность метода существенно зависит от числа каналов ЦАР. На рисунке 8 приведены ДН виртуальной АР из 192-х каналов и реальной подрешетки из 48 элементов. Расчеты были проведены при ОСШ порядка 9-10 дБ. Сопоставляя результаты на рисунке 8 с рисунком 5, можно увидеть, что погрешность установки лучей виртуальной АР в направлении на источники выросла до $0,4^o$.

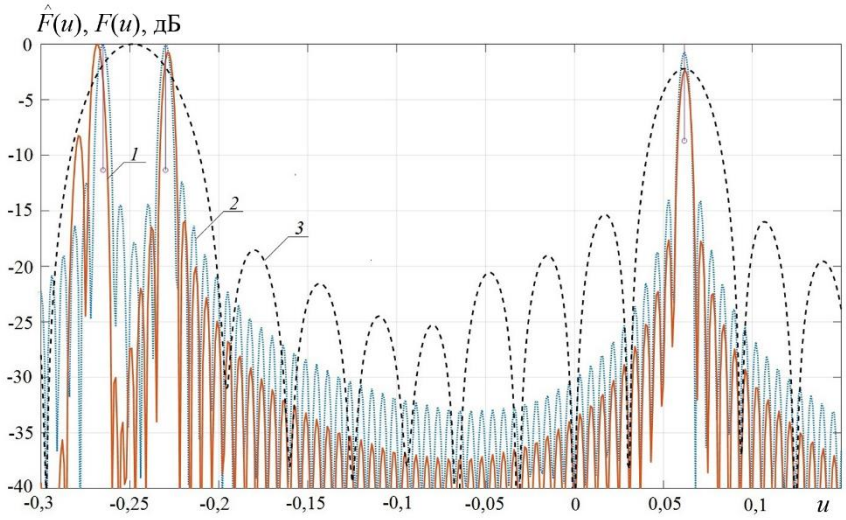



Рис. 6. ДН виртуальной АР (кривые 1 и 2) и ДН ЦАР (кривая 3) при снижении ОСШ до 5…6 дБ

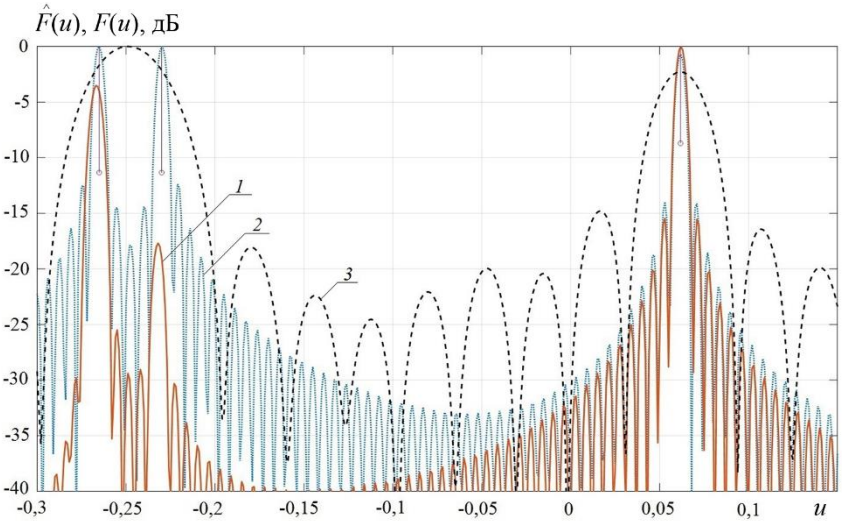



Рис.7. ДН виртуальной АР (кривые 1 и 2) и ДН ЦАР (кривая 3) при снижении ОСШ до 1…2 дБ

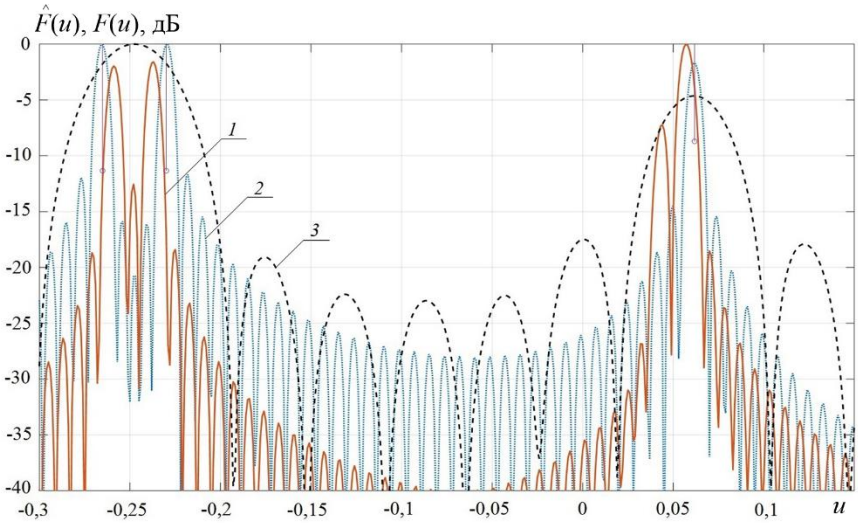



Рис. 8. ДН виртуальной АР (кривые 1 и 2) и ДН ЦАР (кривая 3) при ОСШ 9…10 дБ и уменьшении числа каналов ЦАР и виртуальной АР

## 4. Заключение

1 Предложен метод синтеза линейной виртуальной АР, позволяющий в отличие от классического метода виртуального раскрыва строить пеленгационный рельеф при произвольной пространственной ориентации ИРИ за счет формирования оптимальной по критерию максимума выражения (12) ДН виртуальной АР.

2 Полученные результаты подтвердили работоспособность метода при различных значениях ОСШ вплоть до 1…2 дБ в каждом канале.

## Литература


1. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / под ред. В.Е. Дулевича. М. Сов. радио, 1978. - 608 с.
2. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М. Радио и связь. 2003. - 200 с.
3. Лаговский Б.А. Сверхразрешение на основе синтеза апертуры цифровыми антенными решетками // Антенны, 2013, № 6(193). - С. 9-16.
4. Мищенко С.Е., Шацкий В.В., Винник Л.В., Литвинов А.В., Помысов А.С. Метод детализации радиолокационного изображения на основе генетического алгоритма // Радиотехника, 2019, №7(9). - С. 49-61. doi: 10.18127/j00338486-201907(9)-06.
5. Ashikhmin A.V., Pasternak Yu. G., Rembovskiy Yu. A., Fedorov S.M. Virtual antenna array theory and applications // American Journal of Electromagnetics and Applications. 2015, No. 3(1) P. 1-11, Published online January 30, 2015. (http://www.sciencepublishinggroup. com/j/ajea), doi: 10.11648/j.ajea.20150301.11.


## References


1. Dulevich V.E. Theoretical basics of radars. Moscow, Sov. radio, 1978. - 608 p.
2. Ratinskiy M.V. Adaptation and superresolution in array antennas. Moscow, Radio and communications, 2003. - 200 p.
3. Lagovskiy B.A. Superresolution on the aperture synthesis by digital array antennas // Antennas, 2013, № 6(193). - Pp. 9-16.
4. Mishchenko S.E., Shatskiy V.V., Vinnik L.V., Litvinov A.V., Pomisov A.S. Detalization method of radar image on the basis of genetic algorithm // Radiotechnika, 2019, №7(9). - C. 49-61. doi: 10.18127/j00338486-201907(9)-06.
5. Ashikhmin A.V., Pasternak Yu. G., Rembovskiy Yu. A., Fedorov S.M. Virtual antenna array theory and applications // American Journal of Electromagnetics and Applications. 2015, No. 3(1) P. 1-11, Published online January 30, 2015. (http://www.sciencepublishinggroup. com/j/ajea), doi: 10.11648/j.ajea.20150301.11.

# МЕТОД СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО ЭКВИВАЛЕНТНЫМ АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМ

С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий, А.В. Литвинов

ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС»), Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Предложен метод синтеза антенных решеток с произвольной формой границы раскрыва и структурой размещения антенных элементов по амплитудным распределениям эквивалентных линейных антенных решеток. Получены соотношения для формирования эквивалентных линейных антенн вдоль заданных азимутальных проекций в плоскости раскрыва. Качество синтеза плоской антенной решетки оценено в виде суперпозиции среднеквадратических отклонений заданных и формируемых распределений в рассматриваемых эквивалентных линейных антеннах. Получены решения задач синтеза антенной решетки по требованиям к распределениям в двух и четырех азимутальных сечениях при размещении антенных элементов в узлах прямоугольной и гексагональной сеток.

**Ключевые слова:** антенная решетка, форма границы раскрыва, эквивалентная линейная антенна, синтез антенных решеток, амплитудное распределение.

# METHOD OF ANTENNA ARRAY SYNTHESIS BY EQUIVALENT AMPLITUDE DISTRIBUTIONS

S. E. Mishchenko, V.V. Shatskiy, A.V. Litvinov

[1]FGUP “Rostov scientific institute of radiocommunications” (FGUP “RNIIRS”), Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** A method of synthesis of antenna arrays with an arbitrary shape of the aperture and the structure of antenna elements placement is proposed. The relations for the formation of equivalent linear antennas along the given azimuthal sections in the aperture plane are obtained. The quality of the synthesis of the flat antenna array is estimated in the form of a superposition of standard deviations of the given and formed distributions in the considered equivalent linear antennas. The solutions of the problems of antenna array synthesis according to the requirements for distributions in two and four azimuthal sections when placing antenna elements in the nodes of rectangular and hexagonal grids are obtained.

**Keywords:** antenna array, equivalent linear antenna, antenna arrays synthesis, amplitude distribution.

## 1. Введение

Современные антенные решетки (АР) имеют модульную структуру. При этом внешняя граница такой антенны может иметь достаточно сложную форму, вписанную в более простую геометрическую фигуру, например, прямоугольник, окружность, эллипс. Характеристики направленности раскрывов, имеющие простую геометрическую форму, хорошо известны в теории антенн [1]. По требованиям к характеристикам направленности раскрыва прямоугольной или круглой формы в главных сечениях несложно подобрать амплитудное распределение и даже оценить энергетические характеристики антенны [2]. Однако необходимость выполнения требований к диаграмме направленности (ДН) раскрывов, имеющих сложную форму внешней границы, заставляет использовать математический аппарат теории синтеза антенн.

Применение теории синтеза к выбору амплитудного распределения в модульных АР может быть также обусловлено тем, что в процессе эксплуатации часть антенных элементов (АЭ) может выходить из строя или отключаться. При этом изменяется не только внешняя граница раскрыва, но и внутренняя структура размещения АЭ, а требования к ДН антенны остаются прежними.

В [3,4] были предложены два алгоритма пересчета амплитудного распределения весовых коэффициентов раскрыва прямоугольной формы на раскрыв произвольной формы. Данные алгоритмы предполагают, что АЭ АР с прямоугольной формой внешней границы размещены в узлах сеток с прямоугольной или гексагональной структурой, а при формировании ДН модульной АР часть АЭ прямоугольного раскрыва отключают.

Если рассмотреть идею алгоритмов [3-7] более внимательно, то окажется, что она обладает глубиной и может служить основой для решения задач синтеза плоских АР, в которых требования к сечениям ДН формализуют при помощи амплитудно-фазового распределения в эквивалентной линейной АР. Такой подход в теории синтеза антенн обычно используют только по отношению к линейным АР [1,8-9].

Цель работы состоит в создании достаточно простых способов коррекции амплитудных распределений модульных АР при отключении части АЭ.

Решаемые задачи

1 Обоснование метода синтеза плоской АР по эквивалентным амплитудным распределениям.

2 Проверка работоспособности метода.

## 2. Обоснование метода синтеза

Рассмотрим плоскую $M$-элементную АР, АЭ которой размещены в точках с координатами $(x_m, y_m)$ плоскости $x0y$ декартовой системы координат (ДСК) $0xyz$ $(m = 1,2,...,M)$. С ДСК связана сферическая система координат (ССК) $0r\theta\varphi$ таким образом, что азимутальная координата $\varphi$ отсчитывается в плоскости $x0y$ от оси $0x$. Предположим, что по требованиям к ДН или на основании решения задачи синтеза $M$-элементной плоской АР найдено амплитудно-фазовое распределение, которое обозначим вектором $\mathbf{A}_0$. ДН АР, описываемая функцией $F_0(\theta,\varphi)$ и соответствующая амплитудно-фазовому распределению $\mathbf{A}_0$, полностью удовлетворяет заданным требованиям.

Пусть задан двоичный $M$-мерный вектор $\mathbf{B}$, единичные значения которого соответствуют используемым АЭ, а нулевые – отключенным.

Необходимо определить комплексный вектор $\mathbf{A} = \left(A_m \middle| |A_m| \le 1; m = 1,2,...,M\right)$, описывающий АФР в раскрыве АР с отключенными АЭ, который обеспечивает сохранение характеристик направленности в заданных сечениях $\varphi_j$ $(j = 1,2,...,J)$.

Геометрия задачи приведена на рисунке 1.

ДН АР с отключенными АЭ определяет выражение

$$F(\theta,\varphi)=f_0(\theta,\varphi)(\mathbf{A}\circ\mathbf{B})\mathbf{f}(\theta,\varphi), \quad (1)$$

где $f_0(\theta,\varphi)$ – ДН одиночного АЭ; – вектор-строка комплексных весовых коэффициентов раскрыва; $\circ$ – произведение Адамара;

$$\mathbf{f}(\theta,\varphi)=\left(f_m(\theta,\varphi)=\exp\left(ik\left(x_m u+y_m v\right)\right)\middle| m=1,2,...,M\right) \quad (2)$$

вектор-функция, устанавливающая взаимосвязь между координатой $m$-го антенного элемента и значением комплексной ДН изотропного АЭ в точке наблюдения $(\theta,\varphi)$; $k=2\pi/\lambda$ – волновое число; $u=\sin\theta\cos\varphi$, $v=\sin\theta\sin\varphi$.

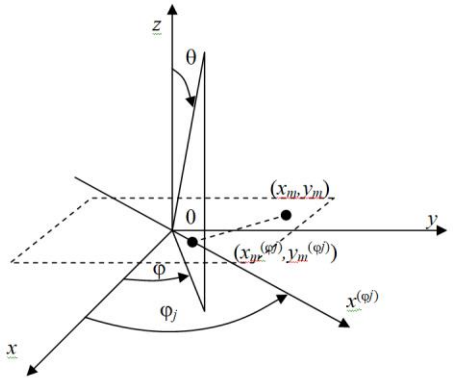



Рис. 1. Геометрия задачи

С учетом введенных обозначений ДН АР без отключенных элементов можно записать в виде:

$$F_0(\theta,\varphi)=f_0(\theta,\varphi)\mathbf{A}\cdot\mathbf{f}(\theta,\varphi). \quad (3)$$

При формировании ДН в фиксированном азимутальном сечении $\varphi_j$ компоненты вектор функции (2) определяет выражение

$$f_m(\theta,\varphi_j)=\exp\left(ik\sin\theta\left(x_m\cos\varphi_j+y_m\sin\varphi_j\right)\right). \quad (4)$$

Введем вспомогательную ДСК $0x^{(\varphi_j)}y^{(\varphi_j)}z$, которая развернута относительно исходной ДСК $0xyz$ на угол $\varphi_j$. Несложно показать, что во вспомогательной системе координат

$$x_m^{(\varphi_j)}=x_m\cos\varphi_j+y_m\sin\varphi_j \quad (5)$$

– проекция точки $(x_m,y_m,0)$ на координатную ось $0x^{(\varphi_j)}$.

Если координаты двух и более АЭ плоской АР принадлежат прямой, которая перпендикулярна координатной оси $0x^{(\varphi_j)}$ вспомогательной ДСК, то проекции этих координат сливаются в одну точку. При формировании ДН АР в сечении $\varphi_j$ все АЭ, проекции которых на координатную ось $0x^{(\varphi_j)}$ совпали, эквивалентны друг другу. Если часть из этих АЭ отключена, то для сохранения ДН в сечении следует повышать амплитуды оставшихся АЭ или возбуждать их с наименьшим расхождением по фазе. Если проекция координат некоторого АЭ ни разу не повторилась, то данный элемент

является уникальным. Оценка возможности компенсации отключения данного элемента путем регулировки амплитуд и фаз других элементов АР становится сложнее.

В связи с этим будем полагать, что для произвольных значений $\varphi_j$ вдоль оси $0x^{(\varphi_j)}$ будет формироваться линейная АР, состоящая из $M^{(\varphi)}$ АЭ. При этом шаг решетки будем выбирать по формуле

$$d^{(\varphi_j)} = \left( \max_{m=1,2,...,M} x_m^{(\varphi_j)} - \min_{m=1,2,...,M} x_m^{(\varphi_j)} \right) \left( M^{(\varphi)} - 1 \right)^{-1}. \quad (6)$$

В результате координаты эквивалентной АР вдоль оси $0x^{(\varphi_j)}$ определим при помощи соотношения

$$X_n^{(\varphi_j)} = d^{(\varphi_j)} \left( n - 0,5 \left( M^{(\varphi)} + 1 \right) \right), \quad (7)$$

а распределение в раскрыве эквивалентной линейной АР найдем по формулам

$$\mathbf{A}_0^{(\varphi_j)} = \mathbf{A}\mathbf{D}^{(\varphi_j)}; \ \mathbf{A}^{(\varphi_j)} = \left( \mathbf{A} \circ \mathbf{B} \right) \cdot \mathbf{D}^{(\varphi_j)} \quad (8)$$

при отсутствии отключенных АЭ и отключении части АЭ.

Матрица $\mathbf{D}^{(\varphi_j)}$ в выражении (8) является двоичной и формируется по следующему правилу:

$$\mathbf{D}^{(\varphi_j)} = \left( D_{m,n}^{(\varphi_j)} = 1 \forall \left| x_m^{(\varphi_j)} - X_n^{(\varphi_j)} \right| \le 0,5 d^{(\varphi_j)}; D_{m,n}^{(\varphi_j)} = 0 \forall \left| x_m^{(\varphi_j)} - X_n^{(\varphi_j)} \right| > 0,5 d^{(\varphi_j)}; \right.$$
$$\left. m = 1,2,...,M; n = 1,2,...,M^{(\varphi)} \right). \quad (9)$$

Введем также по аналогии с (2) вектор функцию

$$\mathbf{f}^{(\varphi_j)}(\theta) = \left( f_n^{(\varphi_j)}(\theta) = \exp\left( ikX_n^{(\varphi_j)} \sin\theta \right) \middle| n = 1,2,...,M^{(\varphi)} \right). \quad (10)$$

В результате получим, что ДН эквивалентных линейных АР в соответствующем сечении с отключенными и без отключенных АЭ могут быть представлены в виде

$$F^{(\varphi_j)}(\theta) = \mathbf{A}^{(\varphi_j)} \mathbf{f}^{(\varphi_j)}(\theta) = \left( \mathbf{A} \circ \mathbf{B} \right) \mathbf{D}^{(\varphi_j)} \mathbf{f}^{(\varphi_j)}(\theta); \quad (11)$$

$$F_0^{(\varphi_j)}(\theta) = \mathbf{A}_0^{(\varphi_j)} \mathbf{f}^{(\varphi_j)}(\theta) = \mathbf{A}_0 \mathbf{D}^{(\varphi_j)} \mathbf{f}^{(\varphi_j)}(\theta). \quad (12)$$

Для того, чтобы сохранить ДН АР в каждом из азимутальных сечений, необходимо таким образом подобрать распределение $\mathbf{A}$, чтобы достигался минимум функционала

$$g(\mathbf{A}) = \sum_{j=1}^{J} \rho_j \left\| \mathbf{A}_0 \mathbf{D}^{(\varphi_j)} - \left( \mathbf{A} \circ \mathbf{B} \right) \mathbf{D}^{(\varphi_j)} \right\|^2 \quad (13)$$

при ограничении

$$\left| A_m \right| \le 1; \ m = 1,2,...,M. \quad (14)$$

В выражении (13) $\rho_j$ – весовой коэффициент, определяющий важность сечения $\varphi_j$; $\|\mathbf{a}\| = \sqrt{\mathbf{a}\mathbf{a}^H}$ обозначает оператор нормы вектора, символ $H$ – эрмитово сопряжение.

Решение задачи поиска минимума функционала (13) при ограничении (14) соответствует решению сформулированной в работе задачи.

Найдем компоненты градиента функционала (13) для включенных АЭ

$$\left.\frac{\partial}{A_p} g\left(\mathbf{A}\right)\right|_{B_p=1} = -\sum_{j=1}^{J} \rho_j \sum_{n=1}^{M^{(\varphi)}} D_{p,n}^{(\varphi_j)} \sum_{m=1}^{M} \left( A_{0m}^{*} - A_m^{*} B_m \right) \cdot D_{m,n}^{(\varphi_j)} = \\ -\sum_{j=1}^{J} \rho_j \sum_{n=1}^{M^{(\varphi)}} D_{p,n}^{(\varphi_j)} \sum_{m=1}^{M} A_{0m}^{*} D_{m,n}^{(\varphi_j)} + \sum_{m=1}^{M} A_m^{*} B_m \cdot \sum_{j=1}^{J} \rho_j \sum_{n=1}^{N^{(\varphi)}} D_{m,n}^{(\varphi_j)} D_{p,n}^{(\varphi_j)}. \quad (15)$$

Здесь символ «*» обозначает операцию комплексного сопряжения.

Компоненты вектора градиента для отключенных АЭ должны быть тождественно равны нулю.

В ряде случаев может возникнуть необходимость дифференцирования функционала (13) по действительной и мнимой части комплексной амплитуды $A_p$. Соответствующие выражения несложно получить аналогично (15). При этом выражение (15) целесообразно использовать для коррекции амплитудного распределения, а производные по действительной и мнимой части – для коррекции комплексных амплитуд АЭ.

Выражение (15) позволяет предложить следующий итерационный алгоритм синтеза АР с отключенными АЭ.

Исходными данными для работы алгоритма являются:

– координаты АЭ плоской АР $\left(x_m, y_m\right)$ $\left(m = 1, 2, ..., M\right)$;

– вектор $\mathbf{A}_0$ комплексных амплитуд $M$-элементной плоской АР, обеспечивающий выполнение требований к ДН;

– двоичный вектор $\mathbf{B}$, определяющий включенные и отключенные АЭ АР;

– перечень контролируемых азимутальных сечений $\varphi_j$ $\left(j = 1, 2, ..., J\right)$;

– число элементов в эквивалентных АР $M^{(\varphi)}$.

Первая линейная часть алгоритма состоит из следующих шагов.

1 Расчет массивов координат $x_m^{(\varphi_j)}$ $\left(m = 1, 2, ..., M\right)$ по формуле (5).

2 Оценка размеров эквивалентных линейных АР и межэлементных расстояний в эквивалентных АР в соответствии с выражением (6).

3 Оценка массивов координат $X_n^{(\varphi_j)}$ $\left(n = 1, 2, ..., M^{(\varphi)}\right)$ (формула (7)).

4 Формирование двоичных матриц $\mathbf{D}^{(\varphi_j)}$ по правилу (9).

Далее начинается итерационная часть алгоритма. Итерационные алгоритмы традиционно состоят из этапов инициализации, циклически повторяемых операций, проверки условий выхода из итерационного процесса.

На этапе инициализации определяют начальные параметры алгоритма. Для решения рассматриваемой задачи в качестве начального приближения определим вектор $\mathbf{A}^{\langle 0 \rangle} = \mathbf{A}_0$ и оценим качество начального приближения $q_0 = g\left(\mathbf{A}^{\langle 0 \rangle}\right)$. Также определим скорость приближения к экстремуму $V$, предельное число итераций $T$,

а также другие параметры выхода из итерационного процесса (например, желаемое качество решения $Q << q_0$, минимальная скорость приближения к экстремуму $V_0$).

Циклическая часть алгоритма синтеза состоит в том, что сначала находим вектор градиента $\mathbf{grad}g\left(\mathbf{A}^{\langle t\rangle}\right)$ $\left(t=0,1,...,T\right)$, ненулевые компоненты которого определяет выражение (15). Далее формируем пробный вектор $\mathbf{A}'$, двигаясь в направлении антиградиента:

$$\mathbf{A}' = \mathbf{A}^{\langle t\rangle} - V\mathbf{grad}g\left(\mathbf{A}^{\langle t\rangle}\right). \tag{16}$$

Пробный вектор $\mathbf{A}'$ должен удовлетворять ограничению (14), что достигается его нормированием к максимальному абсолютному значению.

Следует иметь в виду, что операция нормирования вектора таит в себе определенный риск, связанный с потерей энергетики антенны. Если отключено большое число АЭ в центральной части раскрыва, то оставшиеся АЭ в результате синтеза приобретут максимальные единичные значения, но, если этого окажется недостаточным, то формирование требуемых эквивалентных распределений приведет к подавлению амплитуд или расфазировке остальных включенных АЭ, расположенных в периферийной части раскрыва. Это говорит о том, что при произвольном векторе $\mathbf{B}$ необходимо контролировать значение $\left|\mathbf{A}'\cdot\mathbf{B}^H\right|$ и не допускать его заметного снижения в ходе итерационного процесса ниже исходного значения, определяемого значением $\left|\mathbf{A}^{\langle 0\rangle}\cdot\mathbf{B}^H\right|$. Физический смысл значения $\left|\mathbf{A}'\cdot\mathbf{B}^H\right|$ соответствует норме формируемой ДН.

После расчета нормированного вектора $\mathbf{A}'$ оценим его качество $q^{\langle t\rangle} = g\left(\mathbf{A}'\right)$ по формуле (13).

Если

$$q^{\langle t\rangle} < q_0, \tag{17}$$

то положим

$$q_0 = q^{\langle t\rangle} \text{ и } \mathbf{A}^{\langle t\rangle} = \mathbf{A}'. \tag{18}$$

Далее можно повторять операцию (16) до тех пор, пока выполняется соотношение (17). При нарушении данного условия вместо (18) выполним уменьшение параметра $V$, например, в два раза.

Напротив, если после вычисления вектора $\mathbf{A}'$ соотношение (17) не выполняется, то параметр $V$ следует уменьшать до тех пор, пока не произойдет одно из двух событий:

– выполнение соотношения (17);

– уменьшение параметра $V$ меньше установленного значения $V_0$.

По окончании подбора параметра $V$ увеличиваем счетчик шагов итерационного процесса и сохраняем наилучшее решение $\mathbf{A}^{\langle t+1\rangle} = \mathbf{A}^{\langle t\rangle}$.

Циклическую часть итерационного процесса закончим проверкой условий выхода из итерационного процесса (достижение предельного числа итераций при

$t+1=T$, достижение требуемого качества решения или уменьшение скорости приближения к экстремуму ниже порогового уровня).

Если условия выхода из итерационной части алгоритма не выполнены, то следует вернуться в начало итерационной части алгоритма. В противном случае лучшее из полученных решений считаем окончательным.

Предлагаемый метод позволяет решать задачи амплитудного, амплитудно-фазового синтеза плоских АР с отключенными АЭ. Он отличается от известных тем, что не требует формирования ДН АР в процессе решения задачи синтеза или определения формы заданной ДН. Основным назначением метода является сохранение исходных характеристик направленности АР при отключении части АЭ. Такая задача может возникать как в процессе проектирования АР, так и в процессе эксплуатации активных фазированных АР. Следует также отметить, что решение задачи синтеза АР по требованиям к амплитудному распределению приводит к исключению из процесса решения частотных свойств АЭ и структуры АР.

### 3. Проверка работоспособности метода

Рассмотрим решение задачи амплитудного синтеза плоской АР, состоящей из 48х48 АЭ, размещенных в узлах прямоугольной сетки с шагом $d_x = 0,55\lambda$ по горизонтали и $d_x = 0,52\lambda$ – по вертикали.

Исходное амплитудное распределение в прямоугольном раскрыве было задано выражением

$$A_{0m} = \left(0,2+0,8\cos^2\left(\pi x_m L_x^{-1}\right)\right)\left(0,2+0,8\cos^2\left(\pi y_m L_y^{-1}\right)\right), \qquad (19)$$

где $L_{x,y} = d_{x,y}\left(M_{x,y}-1\right)$ – размеры раскрыва плоской АР, а $M_{x,y}=48$ – число АЭ вдоль соответствующих координатных направлений. Для построения эквивалентных амплитудных распределений параметр $M^{(\varphi)}$ был выбран равным 48.

Двоичный вектор $\mathbf{B}$ формировался по правилу

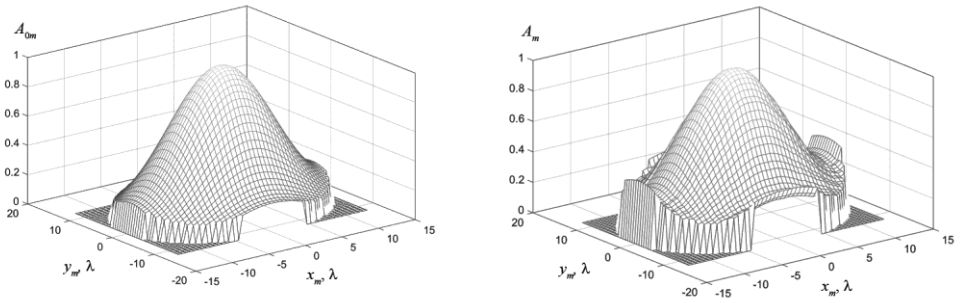
$$B_m = \begin{cases} 1, & \sqrt{x_m{}^2 + y_m{}^2} > 0,5L_x; \\ 0, & \sqrt{x_m{}^2 + y_m{}^2} \le 0,5L_x. \end{cases} \qquad (20)$$

При реализации предлагаемого метода были установлены следующие параметры $V=5$, $T=50$. Выход из итерационного процесса был определен по достижению предельного числа итераций. В связи с этим параметры $Q$ и $V_0$ не были заданы.

Требовалось определить комплексные амплитуды, обеспечивающие сохранение характеристик направленности АР без отключенных элементов в главных ортогональных сечениях.

На левом поле рисунка 2 приведено изображение амплитудного распределения, соответствующего выражению (19) с учетом отключенных элементов, заданных двоичным вектором (20), а на правом – полученное амплитудное распределение, обеспечивающее сохранение ДН в главных ортогональных сечениях.

Анализ рисунка 2 позволяет увидеть, что при реализации метода отсутствующие АЭ компенсируются путем увеличения амплитуд АЭ в соответствующих линейках АР. Это приводит к росту энергетики АР. В данном случае КНД прямоугольного раскрыва с равномерным возбуждением составляет 39,2 дБ. Использование спадающего распределения вида (19) («косинус в квадрате на пьедестале 0,2») приводит к снижению КНД до 37,7 дБ. Отключение части АЭ уменьшает КНД на 0,5 дБ до 37,2 дБ. Синтезированному распределению соответствует КНД 37,6 дБ. Применительно к активным фазированным АР использование синтезированного амплитудного распределения приводит к увеличению энергетического потенциала на 0,2 дБ по сравнению с полным раскрывом и на 0,6 дБ по сравнению с АР, содержащей отключенные АЭ.




а) б)

Рис. 2. Амплитудные распределения в раскрыве АР: а) исходное распределение вида «косинус в квадрате на пьедестале 0,2» после отключения части АЭ;
б) синтезированное амплитудное распределение

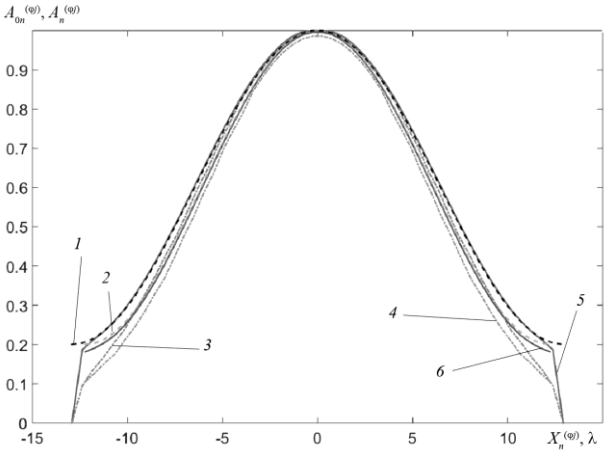



Рис. 3. Эквивалентные распределения в раскрыве АР в горизонтальном и вертикальном сечениях (кривые 1 и 2 – раскрыв без отключенных АЭ, 3 и 4 – с отключенными АЭ, 5 и 6 – синтезированные эквивалентные распределения)

На рисунке 3 представлены эквивалентные амплитудные распределения в сечениях $\varphi_1 = 0, \varphi_2 = 90^o$, формируемые прямоугольным раскрывом (кривые 1 и 2), эквивалентные амплитудные распределения, получаемые при отключении АЭ обозначены кривыми 3 и 4 соответственно. Кривые 5 и 6 иллюстрируют эквивалентные амплитудные распределения, формируемые в результате решения задачи синтеза. Решение задачи синтеза обеспечивает повышение амплитуд в каналах.

На рисунках 4 и 5 приведены горизонтальные и вертикальные сечения ДН АР, отражающие приближение характеристик направленности синтезированной АР к характеристикам направленности АР со всеми включенными элементами. На данных рисунках кривые 1 соответствуют сечениям полностью включенной АР, кривые 2 – ДН АР при отключении АЭ, а кривые 3 – сечения ДН синтезированной АР.

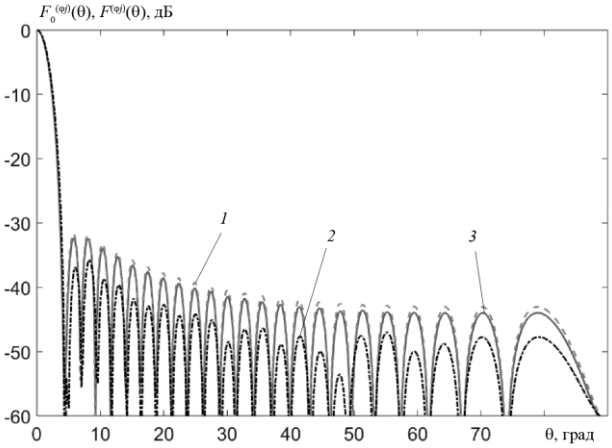



Рис. 4. Горизонтальные сечения ДН

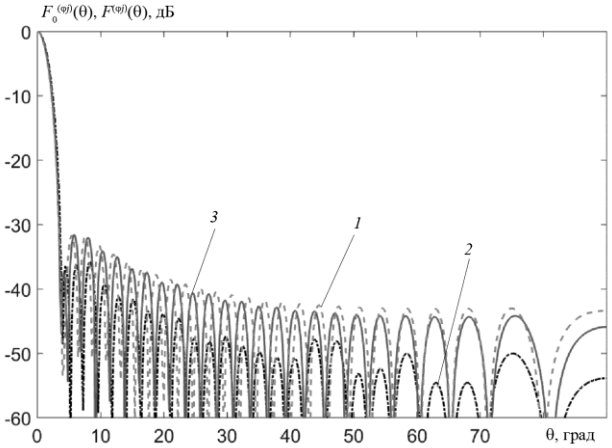
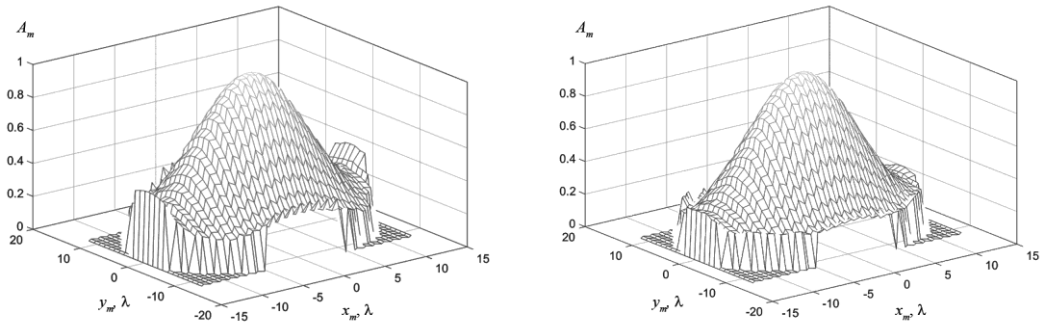



Рис. 5. Вертикальные сечения ДН

В качестве второго примера рассмотрим решение аналогичной задачи, но при размещении АЭ в узлах гексагональной сетки с увеличенным шагом по вертикали, равным $d_y = 1,04\lambda$.

В этом случае полное число АЭ уменьшено в два раза с 2304 до 1152, а число включенных элементов – с 1820 до 910. В то же время результаты решения оказались подобными. На рис. 6,а представлен вид синтезированного амплитудного распределения АР с гексагональной структурой размещения АЭ. На рисунке 6, б представлено амплитудное распределение, полученное в результате решения задачи синтеза по четырем азимутальным сечениям (дополнительно введены $\varphi_3 = 45^o$ и $\varphi_3 = 135^o$. Добавление новых сечений несколько снижает энергетику антенны.




а) б)

Рис. 6. Синтезированное амплитудное распределение при гексагональной структуре размещения АЭ: а) по двум сечениям; б) по четырем сечениям

Приведенные примеры показывают, что предложенный метод позволяет решать задачи, рассмотренные в работах [3,4], без каких-либо модификаций. Предлагаемый метод также позволяет задавать требования к произвольным сечениям распределения.

## 4. Заключение

1 Предложен новый метод синтеза плоских АР по требованиям к эквивалентному амплитудно-фазовому распределению в раскрыве вдоль заданных секущих плоскостей, отличающийся от известных построением необходимого числа эквивалентных линейных раскрывов.

2 Метод может быть использован при пересчете амплитудно-фазового распределения с плоского прямоугольного раскрыва на раскрыв с произвольной формой раскрыва, структурой расположения АЭ, при отключении части АЭ, например, вследствие неисправностей.

## Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. - 432 с.
2. Воскресенский Д.И., Степаненко В.И., Филиппов В.С. и др. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
3. Волошин В. А., Ларин А. Ю., Оводов О. В. Вычислительный алгоритм управления амплитудно-фазовым распределением плоской АФАР с произвольной формой границы раскрыва // Антенны, 2008,. № 10(137). - С. 3-8.
4. Волошин В. А., Ларин А. Ю., Оводов О. В. Реализация заданного амплитудного распределения на плоском раскрыве ФАР с произвольной формой границы // Антенны, 2009, № 9(148). - С. 12-16.
5. Волошин В. А., Габриэльян Д. Д., Оводов О. В. Синтез амплитудно-фазового распределения в антенных решетках с произвольным контуром // Антенны, 2010, №2(153). - С. 44-47.
6. Габриэльян Д. Д., Звездина М. Ю., Цыпорина И. Г., Шацкий В. В., Шацкий Н.В. Формирование диаграммы направленности плоской активной фазированной антенной решетки с произвольной границей раскрыва. // Журнал радиоэлектроники, 2012,. № 12.
7. Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Помысов А.С. Метод амплитудного синтеза многоэлементной антенной решетки с произвольной формой границы раскрыва при ограничениях на форму огибающей боковых лепестков и мощность излучения. // Радиотехника, 2014, № 8. - С. 91-95.

8. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн: фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом. М.: Сов. радио. 1980. - 296 с.
9. Кашин В.А. Синтез антенных решеток по методу быстроколеблющейся фазы // Радиотехника и электроника, 1970, Т.15, №1. - С. 170-172.

## REFERENCES

1. Sazonov D.M. Antennas and high frequency devices. M.: High school, 1988. - 432 p.
2. Voskresenskiy D.I., Stepanenko V.I., Filippov V.S. and other. High frequency devices and antennas. Development of phased array antennas. M. Radiotechnika, 2003. – 632 p.
3. Voloshin V.A., Larin A. Yu, Ovodov O.V. The algorithm to control of amplitude-phase distribution of the planar active phased array antenna with arbitrary shape of aperture boundary // Antennas, 2008,. № 10(137). - Pp. 3-8.
4. Voloshin V.A., Larin A. Yu, Ovodov O.V. Realization of preassigned amplitude distribution in the phased array antenna with arbitrary shape of aperture boundary // Antennas, 2009, № 9(148). - Pp. 12-16.
5. Voloshin V.A., Gabrielyan D. D., Ovodov O.V. Synthesis of amplitude-phase distribution in the array antennas with arbitrary conour // Antennas, 2010, №2(153). - Pp. 44-47.
6. Gabrielyan D. D., Zvezdina M.Yu, Tsiporina I.G., Shatskiy V.V., Shatskiy N.V. The radiation pattern forming fjr planar active phased array antenna with arbitrary shape of aperture boundary // Journal of radioelectronics, 2012,. № 12.
7. Larin A.Yu., Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Pomisov A.S. The method of amplitude synthesis of multielement array antenna with arbitrary shape of aperture boundary and restrictions on backside lobes and radiated power // Radiotechnika, 2014, № 8. - Pp. 91-95.
8. Zelkin E.G., Sokolov V.G. Antennas synthesis methods: phased array antennas and antennas with continuous aperture. M. Sov. radio 1980. - 296 p.
9. Kashin V.A. Synthesis of array antennas by the method of rapidly fluctuating phase // Radiotechnika and Electronics, 1970, V.15, №1. - Pp. 170-172.

# МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР ГАРМОНИК

С. Н. Власенко, В.В. Задорожный, М. М. Мусаев

ФГУП «РНИИРС», Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Представлен метод построения топологии компактных микрополосковых фильтров низких частот (ФНЧ) с широкой полосой заграждения для фильтрации гармоник выходного сигнала твердотельного усилителя мощности. Метод основан на добавлении к шлейфовому фильтру согласующих структур в виде шпильковых резонаторов со свернутыми полосками в непериодический меандр и треугольных петлевых элементов, обеспечивающие увеличение крутизны спадания АЧХ и величину подавления третьей гармоники при минимальных размерах.

**Ключевые слова:** микрополосковый фильтр, фильтр гармоник, шпилечный резонатор.

# MICROSTRIP HARMONIC FILTER

S.N.Vlasenko, V.V. Zdorozhnyy – Ph.D. (Eng.), M.M. Musaev

FSUE “RNIIRS”, Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** A method is proposed for design of compact microstrip harmonic filter for output signal of solid-state power amplifier. The method based on adding to stub filter a hairpins elements with folded strips in nonperiodic meander and serpentine elements. This is increase the steepness of filter amplitude-frequency characteristic.

**Keywords:** microstrip filter, harmonic filter, hairpin resonator.

## 1. Введение

В цифровых антенных решетках (ЦАР) к каждому излучателю подключен приемопередающий канал со встроенным твердотельным усилителем мощности (УМ). С повышением рабочей частоты шаг расположения излучателей уменьшается, что обуславливает снижение габаритных размеров приемопередающих каналов и сокращение места для размещения УМ.

Для обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических устройств различного назначения необходимо подавление внеполосных сигналов ЦАР, поэтому на выходе твердотельных УМ устанавливают фильтр подавления гармоник выходного сигнала. Для построения фильтров гармоник часто используют ступенчатые и шлейфовые микрополосковые полоснозаграждающие фильтры, обычно для этих целей используют ФНЧ [1, 2]. Применение микрополосковых фильтров обеспечивает реализацию компактных размеров, а использование печатных технологий для производства обеспечивает повторяемостью характеристик.

Недостатком ступенчатых и шлейфовых фильтров являются малое подавление в полосе заграждения при ограниченных размерах фильтра. С повышением рабочих частот вопросы проектирования выходных фильтров с компактными габаритными размерами при сохранении требований к величине подавления гармоник являются актуальными.

Цель работы.

Построение топологии микрополоскового фильтра гармоник с широкой полосой заграждения.

Решаемые задачи:

1 Разработка метода построения топологии и численное моделирование характеристик двух микрополосковых ФНЧ с минимальными габаритными размерами, отличающимися частотными диапазонами.

2 Изготовление макетов разработанных ФНЧ и экспериментальная проверка их параметров.

Разрабатываемые ФНЧ предназначены для подавления третьей гармоники выходного сигнала твердотельного УМ не менее, чем на 36 дБ в полосах $0{,}26\lambda_{01}$ и $0{,}26\lambda_{02}$ соответственно для первого и второго фильтра, где $\lambda_{01}$, $\lambda_{02}$ – длины волн центральной частоты $f_{01}$ и $f_{02}$ рабочего диапазона соответственно первого и второго фильтров. Габаритные размеры первого фильтра не должны превышать $0{,}12\text{x}0{,}04\lambda_{01}$, а второго - $0{,}08\text{x}0{,}024\lambda_{02}$ .

При разработке топологии был выполнен анализ возможности построения ФНЧ в виде шлейфового фильтра, часто используемого для построения фильтров гармоник [1, 2]. Для реализации заданных требований фильтр должен содержать восемь секций длиной $0{,}055\lambda_{01}$ с шириной шлейфов $0{,}011\lambda_{01}$. Для снижения размеров фильтра используется фольгированный диэлектрический материал типа RO3010 с диэлектрической проницаемостью 10,2 и толщиной 0,64 мм. При этом размеры фильтра значительно превышают заданные и составляют $0{,}44\text{x}0{,}046\lambda_{01}$.

Для снижения габаритных размеров фильтра был разработан метод построения топологии фильтра, заключающийся в добавлении к шлейфовому фильтру согласующих структур в виде шпильковых резонаторов со свернутыми полосками в непериодический меандр и треугольных петлевых элементов. Предлагаемый метод разработан на основе метода оптимизации характеристик фильтров, предложенного в [3], использующего широкополосные согласующие структуры в виде разомкнутых шлейфов непериодической структуры.

## 2. Построение ФНЧ с рабочей частотой $f_{01}$

Предложенный метод использован для построения топологии ФНЧ с длиной волны центра полосы пропускания $\lambda_{01}$. Внешний вид полученной топологии одной секции ФНЧ приведен на рис.1а, расчетная АЧХ приведена на рис.1б.

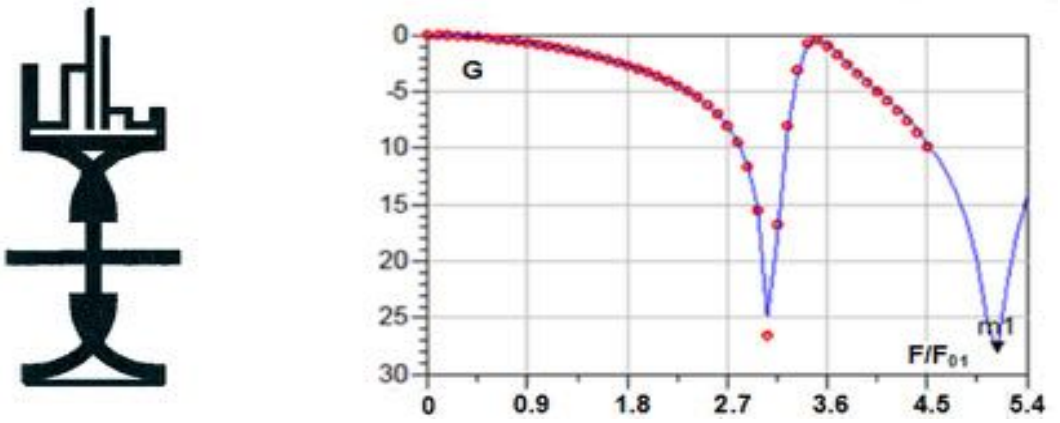
Топология секции включает шпильковый резонатор, соединенный с верхним краем шлейфа и треугольный петлевой элемент, соединенный с нижним краем шлейфа. Полоски шпилькового резонатора свернуты в непериодический меандр для уменьшения высоты резонатора. Соединение этих элементов со шлейфом выполнено с помощью

плавных тройников, что обеспечивает снижение КСВ соединения по сравнению с Т-образными тройниками [4]. Для улучшения согласования в полосе частот тройники имеют дополнительные элементы, охватывающие края шлейфов с двух сторон.

В секции использованы более тонкие полоски шириной $0{,}0014\,\lambda_{01}$, а ширина свернутых полосок шпилькового резонатора и полоски в петлевом индуктивном элементе составляет $0{,}0007\,\lambda_{01}$.

Предложенная топология позволила сократить длину секции в 4 раза с $0{,}055\,\lambda_{01}$ до $0{,}014\,\lambda_{01}$ при сохранении высоты $0{,}04\,\lambda_{01}$.

Эквивалентная схема секции включает в себя два последовательно включенных параллельных колебательных контура, на резонансной частоте сопротивление такого контура велико и имеет полюс затухания. Численное моделирование характеристик полученной топологии секции фильтра показывает, что формирование первого полюса затухания на частоте $3{,}11\,f_{01}$ обеспечивает верхняя часть секции, при этом максимальный ток на этой частоте протекает по ее элементам. Второй полюс затухания на частоте $5{,}13\,f_{01}$ формируют элементы топологии, расположенные в нижней части секции.




а) б)

Рис.1. Одна секция ФНЧ с рабочей частотой $f_{01}$ : а) топология; б) АЧХ.

Поскольку одна секция фильтра дает узкую полосу заграждения, то с целью расширения полосы заграждения при построении ФНЧ использовано последовательное соединение секций, полюса затухания которых смещены по частоте.

При увеличении количества секций возрастает величина подавления в полосе заграждения третьей гармоники и расширяется ее полоса. Увеличивается также полоса заграждения четвертой и более высоких гармоник. Результирующий вариант топологии ФНЧ включает в себя восемь секций, при этом четыре секции повторяются (рис.2). Размеры ФНЧ составляют $0{,}12\text{x}0{,}04\,\lambda_{01}$.

Рис.2. Результирующая топология ФНЧ с рабочей частотой $f_{01}$ из восьми секций.

Для экспериментальной проверки полученной топологии и измерения характеристик фильтра был изготовлен его макет и измерена АЧХ, приведенная на рис.3.

Результаты измерений показывают, что потери в рабочей полосе пропускания ФНЧ составляют от 0,21 до 0,47 дБ, подавление в полосе заграждения третьей гармоники превышает 50 дБ, подавление в полосе заграждения четвертой и более высоких гармоник также превышает 50 дБ. Применение предложенного метода обеспечивает снижение площади, занимаемой топологией фильтра в 3,6 раза по сравнению с шлейфовым типом фильтра и около 1,5 раза по сравнению с фильтром, описанным в [3].

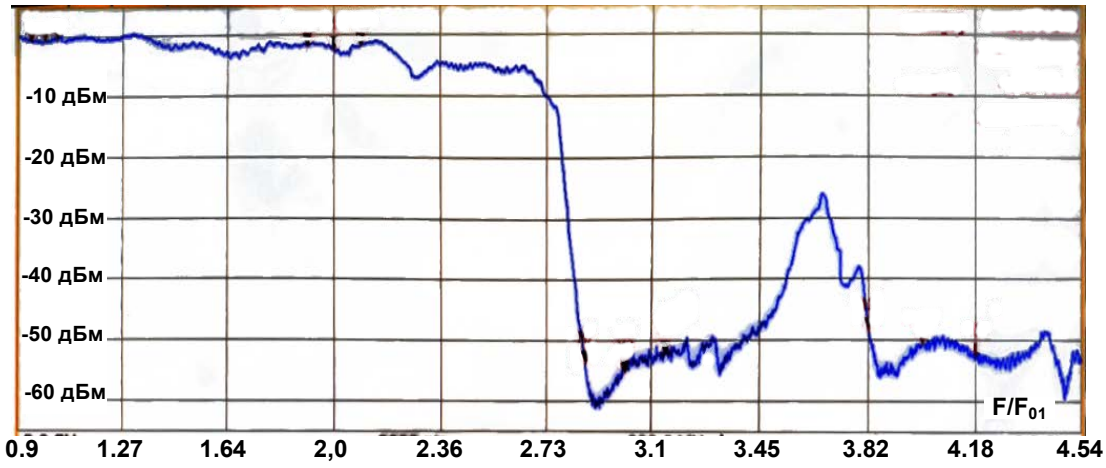


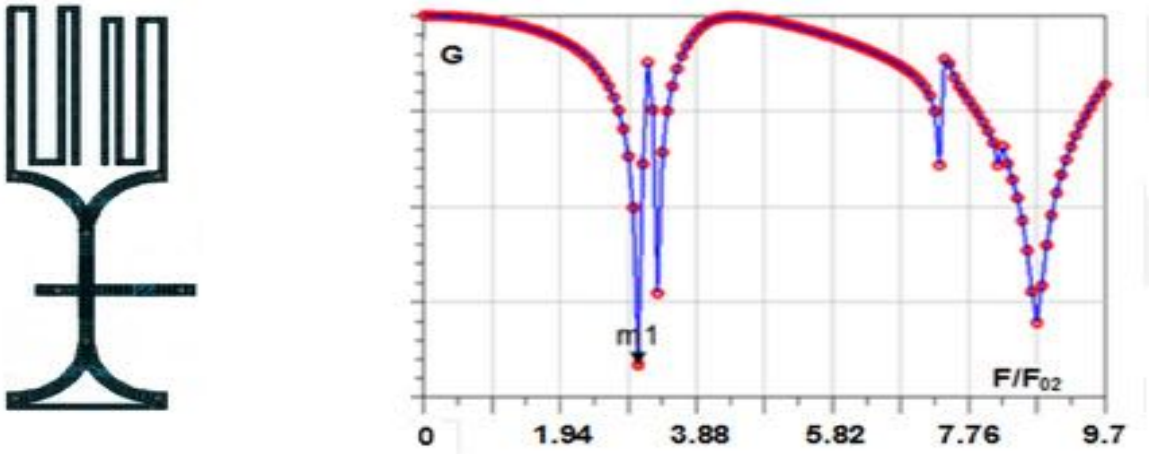

Рис.3. Экспериментальная АЧХ макета первого фильтра.

## 3. Построение ФНЧ с рабочей частотой $f_{02}$

Предложенный метод был использован также и при построении топологии второго фильтра гармоник с более низкой рабочей частотой $f_{02} < f_{01}$.

Топология и АЧХ одной секции приведена на рис.4. В секции использованы шпильковые резонаторы с полосками, свернутыми в непериодический меандр в верхней части секции и петлевые элементы в нижней части секции. Из-за более низкой рабочей частоты полоски резонатора свернуты в меандр, форма которого отличается от используемого в первом фильтре (рис.1а). Тройники, соединяющих дополнительные

согласующие элементы со шлейфом, имеют плавную форму, что обеспечивает снижение КСВ. Ширина полосок составляет $0{,}0003\,\lambda_{02}$.




а) б)

Рис.4. Одна секция второго ФНЧ с рабочей частотой $f_{02}$: а) топология; б) АЧХ.

Эквивалентная схема секции включает в себя три последовательно включенных параллельных колебательных контура. Численное моделирование характеристик полученной топологии секции фильтра показывает, что формирование первого и второго полюса затухания на частотах $3{,}1\,f_{02}$ и $3{,}4\,f_{02}$ обеспечивает верхняя часть секции, при этом максимальный ток на этой частоте протекает по ее элементам. Третий полюс затухания на частоте $8{,}7\,f_{02}$ формируют элементы топологии, расположенные в нижней части секции.

С целью получения широкой полосы заграждения при построении ФНЧ использовано последовательное соединение секций, полюса затухания которых смещены по частоте.

При увеличении количества секций возрастает величина подавления в полосе заграждения третьей гармоники и расширяется ее полоса. Увеличивается также полоса заграждения четвертой и более высоких гармоник. Результирующий вариант топологии второго ФНЧ включает в себя десять секций, при этом пять секций повторяются (рис.5). Размеры второго ФНЧ составляют $0{,}08\text{x}0{,}024\,\lambda_{02}$.

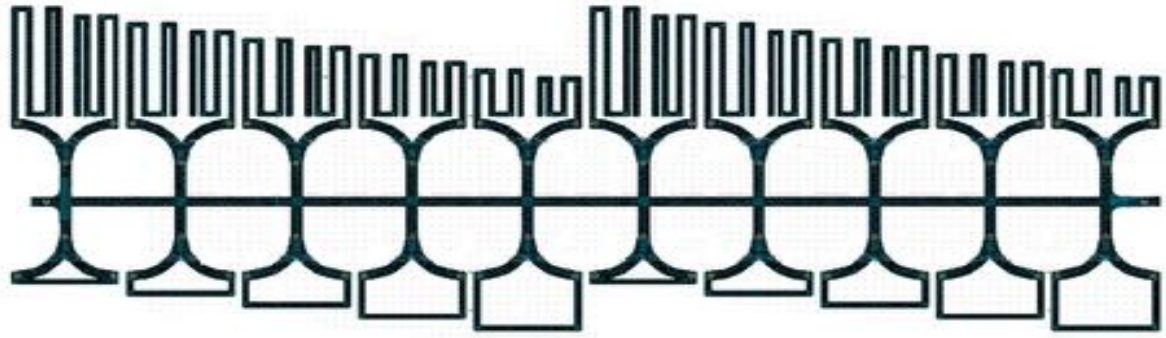


Рис.5. Результирующая топология второго ФНЧ с рабочей частотой $f_{02}$ из десяти секций.

Для экспериментальной проверки полученной топологии и измерения характеристик второго ФНЧ был изготовлен его макет и измерена АЧХ (рис.6).

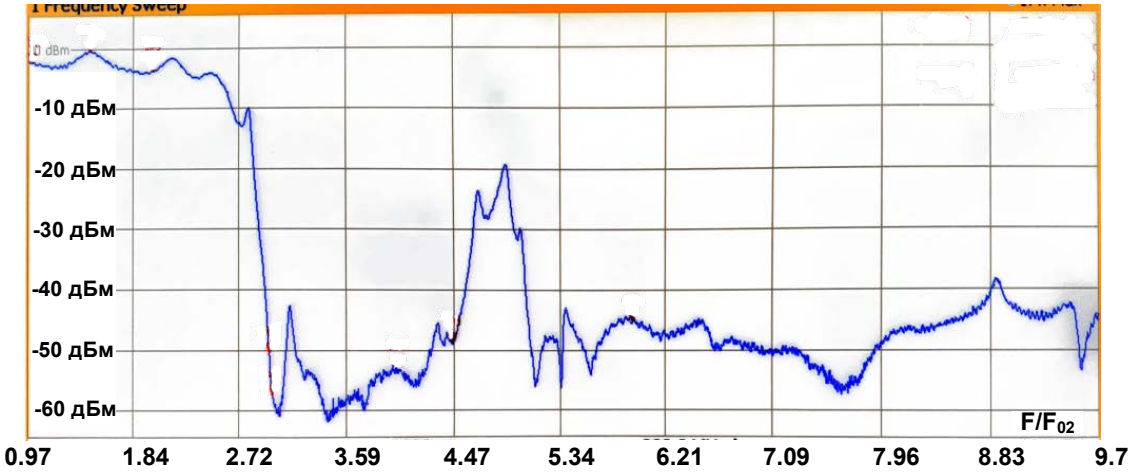



Рис.6. Экспериментальная АЧХ макета ФНЧ с рабочей частотой $f_{02}$.

Результаты измерений показывают, что потери в рабочей полосе пропускания ФНЧ составляют 2,2 дБ, подавление в полосе заграждения третьей и более высоких гармоник превышает 40 дБ.

## 4. Заключение

1 Предложенный метод построения топологии ФНЧ с широкой полосой заграждения, основанный на использовании согласующих структур в виде шпильковых резонаторов с полосками, свернутыми в непериодический меандр и петлевых элементов, обеспечивает получение компактных габаритных размеров фильтра.

2. На основе представленного метода разработана топология двух ФНЧ, включающих соответственно восемь и десять секций при габаритных размерах $0{,}12\text{x}0{,}04\,\lambda_{01}$ и $0{,}08\,\lambda_{02}$. Применение представленного метода позволяет снизить площадь, занимаемую фильтром, в 3,8 раза по сравнению с обычно используемыми для этой цели шлейфовыми фильтрами.

## Литература

1. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А.Л. Фельдштейна. М.: Связь. 1979.– 336 с..
2. Hong J. S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. Wiley. 2011.
3. Петров И.А. Фильтры СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011, № 1, с.51 – 56.
4. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М.: Сов. радио. 1976. – 216 с.

## References

1. Spravochnik po elementam poloskovoy tehniki // Pog red. A.L. Feldshteyna. M.: Svyaz, 1979. – 336 p.
2. Hong J. S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. Wiley. 2011.
3. Petrov I.A. Filtry SVCH s ispolzovaniem shirokopolosnyh soglasuyushih structur //Fisika volnovyh protsesov I radionehnicheskie sistemy 2011. # 1, pp.51 -56.
4. Maloratsky L.G. Microminiatyurizatsyya elementov I ustroystv SVCH. M. Sov. Radio. 1976. 216p.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛИЖНЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ, ВОЗБУЖДАЕМОГО ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ СДВ-ДВ АНТЕННОЙ НА ГОНДОЛЕ ДВИГАТЕЛЯ

Т.В. Митрофанова

ФНПЦ АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, Россия

**Аннотация.** Скорректирована проволочная модель самолета для расчета ближнего электрического поля, наводимого передающей выпускной СДВ-ДВ тросовой антенной на гондоле маршевого двигателя. Определены условия применимости тонко-проволочного приближения при решении задачи методом интегральных уравнений Поклингтона.

**Ключевые слова:** выпускная самолетная антенна, проволочная модель, интегральное уравнение Поклингтона, ближнее электрическое поле.

# SIMULATION OF THE NEAR ELECTRICAL FIELD EXITED BY THE TRAILING WIRE AIRCRAFT VLF-LF ANTENNA ON THE POD

T. V. Mitrofanova

JSC “NPP “Polyot”, Nizhny Novgorod, Russia

**Abstract.** The wire model of the aircraft for calculation of near electrical field on the pod excited by the transmitting trailing wire aircraft VLF-LF antenna is corrected. The application conditions of thin-wire approximation for solution of the problem by the method of the Pocklington’s integral equations are defined.

**Keywords:** the trailing wire aircraft antenna, the wire model, the Pocklington’s integral equation; the near electrical field.

## 1. Введение

Передающие выпускные тросовые самолетные антенны являются эффективными излучателями в СДВ-ДВ диапазоне и применяются для связи на больших расстояниях. Наращивание мощностей бортовых передатчиков этого диапазона способствует увеличению дальности связи, но одновременно меняет электромагнитную обстановку на борту самолета. В частности, возникает вопрос, не нарушают ли наводимые выпускной антенной электромагнитные поля нормальное функционирование бортовых систем контроля маршевых двигателей. Для ответа на этот вопрос необходимо проведение расчетов ближних электрических полей на гондолах, окружающих двигатели, и определение экранирующих свойств гондол.

В настоящей работе предложено решение первой части поставленной задачи. Особое внимание уделено построению адекватной модели гондолы маршевого двигателя и определению условий применимости тонкопроволочного приближения при использовании аппарата интегральных уравнений (ИУ) Поклингтона для решения поставленной задачи расчета ближнего электрического поля.

## 2. Моделирование гондол двигателей и определение условий применимости тонкопроволочного приближения

Настоящий доклад продолжает исследование [1] ближних электрических полей, возбуждаемых передающими самолетными СДВ-ДВ антеннами. Как и в [1], это исследование базируется на интегральных уравнениях Поклингтона для проволочной модели антенны, состоящей из двух плеч, короткое плечо которой – самолет, а длинное – буксируемый этим самолетом выпускаемый тонкий трос длиною порядка половины длины волны излучения. Отличие состоит в некотором усложнении проволочной модели самолета [1] путем учета пилонов и гондол двигателей. Такое усложнение потребовалось в связи с необходимостью расчета ближних полей, наводимых на двигателях. При этом плоская конфигурация пилонов позволила при моделировании ограничиться несколькими проводами, задающими их форму и обеспечивающими электрический контакт пилонов с крылом. Моделирование поверхности гондол двигателей потребовало значительно большего числа проводов, что, в свою очередь, вылилось в задачу по оптимизации их количества. Перейдем к изложению этой задачи.

Поскольку форма гондолы близка к цилиндрической, а ее средний радиус $r$ (равный 1 метру) много больше зазора между ней и двигателем, представим гондолу проводящим цилиндром с радиусом $r$ и длиной $l$. Каждое основание цилиндра будем моделировать радиально и равномерно расположенными по нему $N$ проводами длиной $r$.

Боковую поверхность цилиндра будем моделировать $N$ проводами длиной $l$, соединёнными с соответствующими радиальными проводами оснований. В итоге для моделирования каждой гондолы потребуется $3N$ проводов. Их расположение и само число $N$ выберем таким, чтобы на гондоле существовал верхний провод, одновременно являющийся нижним проводом соответствующего пилона. Этим мы обеспечим электрический контакт пилона и гондолы.

Решая задачу оптимизации числа $N$ для проводов, моделирующих поверхность гондолы, будем исходить из того, что это число, с одной стороны, должно быть достаточно большим, чтобы обеспечить адекватность проволочной модели реальной антенне, с другой стороны, должно быть ограничено требованием минимизации порядка решаемой системы алгебраических уравнений электродинамической задачи. В основу проводимой оптимизации положим исследование зависимости напряженности полного поля от параметра $h$ для различных значений $N$, где $h$ – расстояние, отсчитываемое от середины нижней поверхности гондолы двигателя вниз по перпендикуляру до точки наблюдения.

Следуя [1], определим эти зависимости из решения ИУ Поклингтона методом Галеркина с использованием кусочно-синусоидального базиса, предварительно представив всю антенну в виде системы взаимно пересекающихся электрически коротких несимметричных вибраторов и используя аналитическое представление их ближних электрических полей [2, 3]. Результаты расчетов напряженности $E$ полного поля в киловольтах на метр, отнесенной к входному току $I_{вх}$ в амперах, в зависимости

от расстояния $h$ в метрах показаны на рисунке 1 для $N$ = 8, 16, 36 и 72. Минимальное расстояние до поверхности гондолы равно радиусу моделирующих проводов, который, в свою очередь (в целях повышения устойчивости решения задачи), выбран равным радиусу выпускаемого троса.

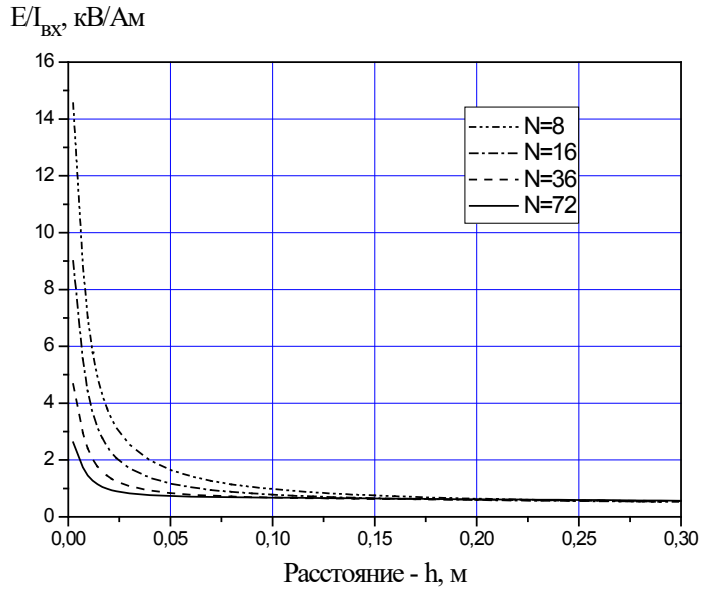


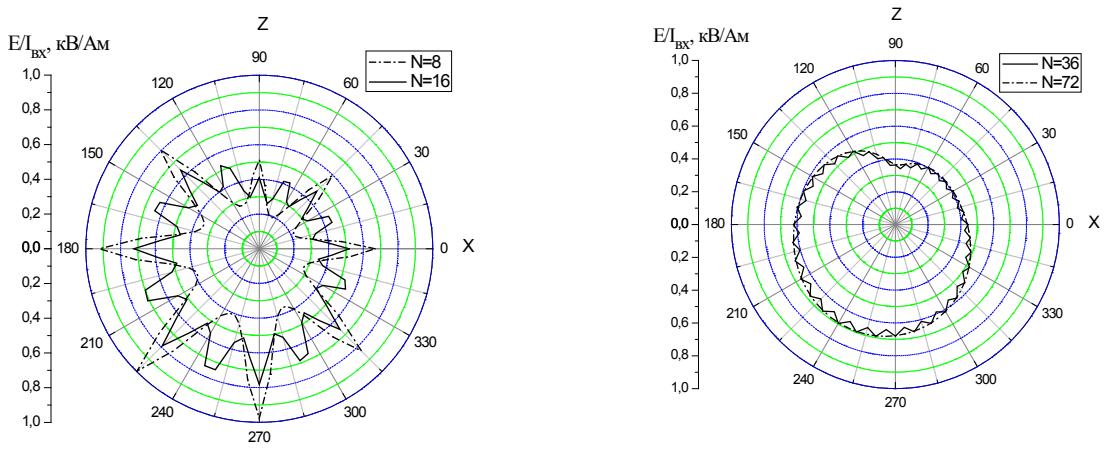

Рис. 1. Зависимость напряженности поля от расстояния $h$

Резкое возрастание поля непосредственно у поверхности гондолы, продемонстрированное на рисунке 1 для всех рассматриваемых $N$, есть результат тонкопроволочного моделирования. Естественно, что чем меньшим количеством проводов представлена сплошная цилиндрическая поверхность гондолы, тем более отличается полученный результат от истинного значения. Данные расчетов напряженностей полей при разных числах $N$ становятся близкими при удалении от поверхности гондолы на расстояние около 0,1 метра, что составляет порядка 20 диаметров проводов модели.

Рассмотрим, как на таком удалении число проводов $N$ влияет на диаграмму ближнего поля в вертикальной плоскости $XZ$, проходящей через середину гондолы. Начало координат лежит на оси аппроксимирующего гондолу цилиндра в его центре, ось $Z$ направлена вертикально вверх, ось $X$ перпендикулярна оси $Y$ цилиндра. Результаты расчетов с шагом $5^0$ представлены на рисунке 2а пунктиром для $N = 8$ и сплошной кривой для $N = 16$, а также на рисунке 2б – сплошной кривой для $N = 36$ и пунктиром для $N = 72$.

Из рисунков 2а и 2б следует, что при малом $N$ диаграммы ближнего поля сильно изрезаны, причем максимумы поля точно соответствуют положениям проводов. Минимумы поля приходятся на середины угловых расстояний между двумя соседними

проводами; уровни напряженности поля в минимумах могут достигать 0,35 от максимальных значений при $N = 8$ и 0,625 при $N = 16$. При $N = 36$ этот показатель увеличивается до 0,95, что можно считать приемлемым; при $N = 72$ диаграмма становится полностью гладкой.




а) б)

Рис. 2. Диаграммы полного поля в плоскости $XZ$, проходящей через середину гондолы

Таким образом, в зависимости от требуемой точности, число проводов, моделирующих по отдельности оба основания и боковую поверхность цилиндра, аппроксимирующего гондолу, можно положить равным 36, либо 72.

Определившись с количеством проводов, необходимых для адекватного представления угловых зависимостей ближнего поля гондолы, перейдем непосредственно к вопросу определения поля на ее поверхности с учетом используемого тонкопроволочного приближения. Для этого прибегнем к следующему приему. Рассмотрим бесконечный идеальный проводник с током, положив его радиус, равным радиусу $r$ гондолы. Напряженность $E(h)$ поля этого проводника на удалении $h$ от его поверхности обратно пропорциональна расстоянию $r + h$ от его оси и может быть представлена в виде

$$E(h) = E(0)r/(r + h), \qquad (1)$$

где $E(0)$ – напряженность поля на поверхности в вольтах на метр, а $r$ и $h$ выражены в метрах. Предположим, что величина тока проводника такова, что на удалении 0,1 м от поверхности величина его поля совпадает с величиной поля $E(0{,}1)$ модели гондолы с числом проводов $N = 72$ на таком же расстоянии от середины ее нижней поверхности. Тогда зависимость (1) с учетом нормировки на входной ток $I_{вх}$ выпускной антенны может быть представлена в виде

$$\frac{E(h)}{I_{вх}} = \frac{E(0{,}1)}{I_{вх}} \frac{(r+0{,}1)}{(r+h)}. \qquad (2)$$

График зависимости нормированной напряженности поля бесконечного идеального проводника от расстояния $h$, рассчитанной по формуле (2), представлен пунктирной кривой на рисунке 3. Там же сплошной кривой повторен результат расчета методом ИУ Поклингтона зависимости нормированной напряженности поля модели гондолы (с числом проводов $N = 72$) от расстояния $h$, представленный ранее сплошной кривой на рисунке 1.

Примечательно, что, приравняв поля двух объектов (гондолы в составе выпускной антенны и одиночного бесконечного провода) на расстоянии $h = 0{,}1$ м от их поверхностей, при больших удалениях мы имеем фактически совпадение результатов расчетов для них разными методами: относительная погрешность составляет менее 1 % при $h = 0{,}3$ м.

Это дает нам основание предположить, что поле гондолы непосредственно на ее поверхности так же отличается от поля на удалении 0,1 м, как отличаются соответствующие поля одиночного бесконечного провода. Из (1) и (2) следует, что это отличие $E(0)/E(0{,}1)$ равно отношению $(r+0{,}1)/r$, что при радиусе гондолы 1 м составляет 1,1. Проведенная таким образом сравнительная оценка показывает, что поле на поверхности гондолы в середине ее нижней поверхности на 10 % больше, чем при удалении от нее на 0,1 м.

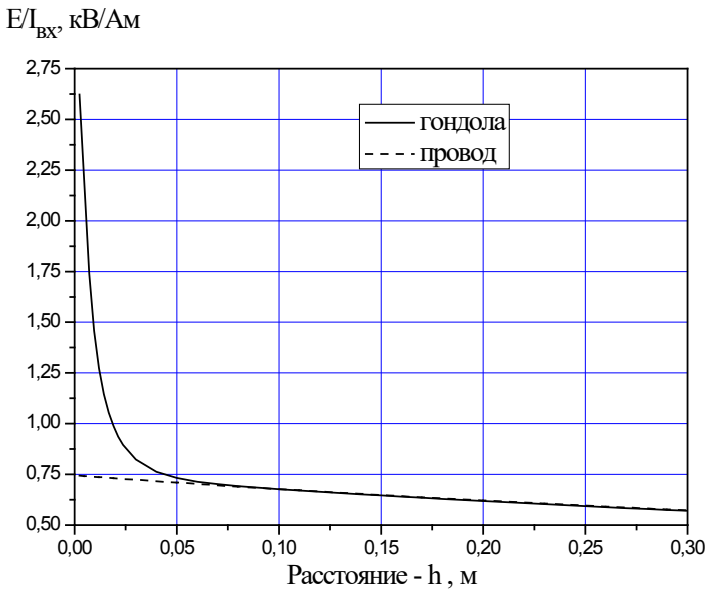



Рис. 3. Зависимость напряженности поля от расстояния $h$

Распространив этот подход на всю гондолу, мы получаем возможность, используя тонкопроволочную модель самолета, описываемую ИУ Поклингтона, дать оценку напряженности поля в любой точке на поверхности гондолы.

## 3. Заключение

В результате электродинамического анализа получено, что для адекватного представления ближнего электрического поля, наводимого на гондоле самолетного двигателя выпускной тросовой СДВ-ДВ антенной, оптимальное количество проводов, моделирующих каждое основание и боковую поверхность гондолы, должно составлять не менее 36. Для повышения устойчивости решения задачи радиус моделирующих проводов должен быть равен радиусу выпускаемого троса.

Обоснована процедура оценки напряженности поля на поверхности гондолы заданного радиуса по значению напряженности поля на расстоянии от нее порядка 20 диаметров моделирующих проводов. Полученные результаты могут быть использованы для исследования условий функционирования бортовых систем контроля двигателей.

## Литература

1. Митрофанова Т. В. Моделирование ближних электрических полей выпускной самолетной антенны. – XXIII международная научно-техническая конференция “Радиолокация, навигация, связь». – 18-20 апреля 2017. – Воронеж. – Т. 3. – С. 990-994.
2. Бузова М.А., Юдин В.В. Проектирование проволочных антенн на основе интегральных уравнений: учебное пособие для вузов. М.: Радио и связь, 2005. – 172 с.
3. Айзенберг Г. З., Белоусов С. П., Журбенко Э. М., Клигер Г. А., Курашов А. Г. Коротковолновые антенны. М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.

## References

1. Mitrofanova, T. V. A simulation of near electrical fields of the trailling aircraft antenna. // XXIII international conference “Radiolocation, navigation, communication”. – 18-20 April 2017. – Voronej. – Vol.3. – Pp. 990-994.
2. Buzova V.F., Udin V.V. Projecting of wire antennas on base of integral equations: learning aid for Institution of Higher Education. M.: Radio and communication, 2005. – 172 p.
3. Aizenberg G. Z., Belousov S. P., Jurbenko E. M.,Kliger G. A., Kurashov A. G. Short waves antennas. M.: Radio and communication, 1985. – 536 p.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

В.В. Ахияров В.В.[1, 2]

[1]ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия
[2]Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

**Аннотация.** В работе рассмотрена задача вычисления множителя ослабления над землей методом параболического уравнения в прямом и обратном направлении. Представлены результаты расчетов для плоской модели земли и произвольного профиля рельефа. Показано, что при моделировании радиолокационных отражений от земной поверхности в УКВ диапазоне не требуется многократно решать задачу обратного рассеяния.

**Ключевые слова:** эффективная площадь рассеяния земной поверхности, метод параболического уравнения, уравнение радиолокации.

# MODELLING BACKSCATTERING FROM THE TERRAIN PROFILE USING THE PARABOLIC EQUATION TECHNIQUE

V. V. Akhiyarov[1, 2]

[1]Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications
(SRI for LDRC), Moscow, Russia
[2]Kotelnikov Institute of radioengineering and electronics of RAS
(Kotelnikov IRE of RAS), Moscow, Russia

**Abstract.** The paper considers the problem of calculating the attenuation factor taking into account the backscattering of radio waves from the terrain. It was found that the distance dependences of the backscattering attenuation factor correspond to the same field attenuation curves in the forward direction both for a flat earth model and for an arbitrary terrain profile. It was shown that it is not necessary to repeatedly solve the backscattering problem for modeling reflections from the terrain at VHF.

**Keywords:** radiowave propagation, backscattering from the terrain, parabolic equation method, radar equation.

## 1. Введение

Известные аналитические методы расчета множителя ослабления вблизи земной поверхности предполагают использование сферической модели земли или аппроксимацию реальных неровностей рельефа препятствиями в форме клина, количественные результаты аналитических расчетов приведены в [1…3]. В случае произвольной геометрии рельефа для вычисления множителя ослабления используются численные методы, наиболее общим подходом к решению данной задачи является метод интегральных уравнений [4, 5]. Недостатком такого подхода являются существенные вычислительные затраты.

В [6…11] рассмотрен эффективный в вычислительном отношении метод параболического уравнения (ПУ), который учитывает геометрию рельефа и вертикальную стратификацию атмосферы. Как правило, при вычислении множителя

ослабления ограничиваются решением задачи дифракции на неровностях рельефа в прямом направлении без учета обратного рассеяния от земной поверхности и в большинстве случаев такой подход вполне оправдан.

Однако, существует важная практическая задача, связанная с вычислением поля, рассеянного в обратном направлении на неровностях рельефа. При малых углах места РЛС принимает сигнал от земной поверхности, и для теоретической оценки его амплитуды необходимо найти решение задачи обратного рассеяния в секторе обзора РЛС с учетом дифракционного ослабления радиоволн.

Для количественной оценки амплитуды рассеянного сигнала в элементе разрешения РЛС используется понятие эффективной площади рассеяния (ЭПР) подстилающей поверхности $\sigma_З = \sigma_0 S$, где $\sigma_0$ и $S$ – удельная ЭПР и площадь элемента разрешения. Величина $S$ определяется техническими параметрами станции, а удельная ЭПР $\sigma_0$ – теоретическими моделями [12], однако для малых углов падения существующие модели могут существенно расходиться с результатами экспериментов, поэтому чаще всего отражения от земли исследуют экспериментально [13]. Использование такого подхода предполагает, что множитель ослабления на трассе распространения радиоволн от источника (антенны РЛС) до рассеивающего участка земной поверхности равен соответствующему значению при распространении в обратном направлении. Это утверждение не является очевидным и для его доказательства необходимо найти решение задачи обратного рассеяния. Сравнение дистанционных зависимостей множителя ослабления, полученных при распространении радиоволн «вперед» и «назад» для произвольной геометрии рельефа, позволит ответить на вопрос о том, имеется ли принципиальная необходимость решать задачу обратного рассеяния при моделировании радиолокационных отражений от земной поверхности.

## 2. Вычисление множителя ослабления

Рассмотрим задачу вычисления рассеянного поля в следующей постановке (см. рис.1): на вертикальной апертуре шириной $d$, расположенной на высоте $h$ над земной поверхностью, задано поле источника $u(0, z)$. Требуется определить амплитуду поля $u(x, z)$ с учетом геометрии рельефа как в прямом направлении (от источника до рассеивающего участка), так и в обратном (рассеяние в направлении излучающей апертуры). Для этого необходимо найти решение уравнения

$$\left\{\frac{\partial^2}{\partial x^2} + 2jk\frac{\partial}{\partial x} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\left(n(z)^2 - 1\right)\right\}u(x,z) = 0 \qquad (1)$$

с краевым условием Дирихле на границе раздела земля-атмосфера [8, 9].

В (1) использованы обозначения: $k = 2\pi/\lambda$, $\lambda$ – длина волны, $n(z)$ – вертикальный профиль показателя преломления атмосферы.

Метод факторизации позволяет представить (1) в виде произведения, что дает два параболических уравнения (ПУ) для полей $u_f(x,z)$ и $u_b(x,z)$, распространяющихся в прямом и обратном направлении:

$$\frac{\partial u_f(x,z)}{\partial x} = -jk(1-Q)u_f(x,z), \tag{2.а}$$

$$\frac{\partial u_b(x,z)}{\partial x} = -jk(1+Q)u_b(x,z) \tag{2.б}$$

где дифференциальный оператор $Q$ определяется выражением:

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

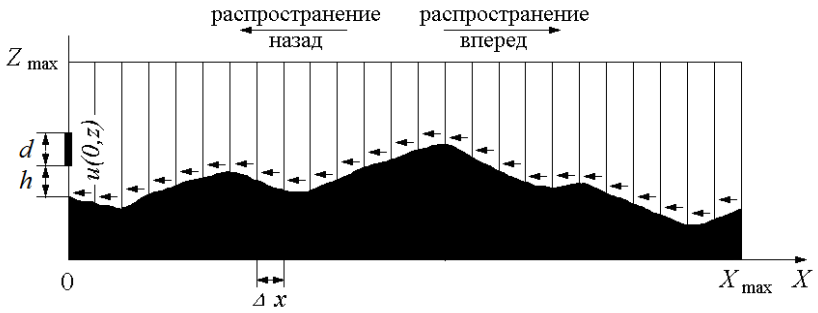



Рис.1. Геометрия задачи.

Далее необходимо установить связь решений, полученных методом ПУ, с уравнением радиолокации. В самом общем случае отношение сигнал/шум при обратном рассеянии от земли на дальности $x$ вычисляется следующим образом:

$$q(x) = \frac{P_u G^2 \lambda^2 \sigma_0 S}{(4\pi)^3 K T \Delta f}\left(\frac{V_f(x)}{x}\right)^4. \tag{3}$$

В (3) использованы обозначения: $P_u$ – импульсная мощность передатчика, $G$ – коэффициент усиления приемо-передающей антенны, $K = 1{,}38\cdot 10^{-23}$ *Дж/К* – постоянная Больцмана, $T$ и $\Delta f$ – шумовая температура антенны и полоса приемника, $\sigma_0$ и $S$ – удельная ЭПР и площадь элемента разрешения. Дистанционная зависимость множителя ослабления *V(x)* определяется в результате решения ПУ (2.а) при распространении в прямом направлении:

$$V_f(x) = \left|2\theta_{\max} u_f(x)\sqrt{x/\lambda}\,/N\right|, \tag{4}$$

где $N$ – число узлов сетки на апертуре, $\theta_{\max}$ - граница малоуглового приближения.

Таким образом, радиолокационные отражения от земли определяются удельной ЭПР $\sigma_0$ и величиной $V_f(x)^4$, полученной при решении ПУ (3.а) для распространения «вперед». Такой подход не учитывает дифракционные эффекты, связанные с обратным рассеянием, поэтому при расчетах отношения сигнал/шум логично использовать

$V_f(x)^2 V_b(x)^2$, где $V_b(x)^2$ соответствует множителю ослабления при рассеянии поля участком поверхности в направлении РЛС (распространение «назад»).

Решение задачи обратного рассеяния начнем со случая плоской земли. На рис.2 представлены дистанционные зависимости множителя ослабления, полученные при следующих исходных данных: $\lambda$ = 1 м, шаг сетки по высоте и дальности – $\Delta z$ = 1 м и $\Delta x$ = 50 м, высота подъема апертуры антенны – $h$ = 10 м, ее ширина – $d$ = 1 м (т.е., равна шагу $\Delta z$ по высоте). Верхние кривые соответствуют распространению радиоволн в одну сторону (вперед или назад), нижние – распространению в обоих направлениях. Основной вывод, который следует из представленных на рис.2 дистанционных зависимостей, заключается в том, что для модели плоской земли справедлива формула

$$V_f(x)^4 \cong V_f(x)^2 V_b(x)^2, \qquad (5)$$

отклонение $V_f(x)^2 V_b(x)^2$ от $V_f(x)^4$ не превышает 1 дБ и обусловлено погрешностью численного решения. Данный результат является вполне ожидаемым, поскольку для модели плоской земли должна выполняться теорема взаимности.

На рис.3 приведены результаты расчетов множителя ослабления при обратном рассеянии, в качестве источника выбран элемент плоской поверхности, расположенный на дальности 10 км. Данный рисунок позволяет качественно оценить ослабление рассеянного в обратном направлении поля вблизи земли.

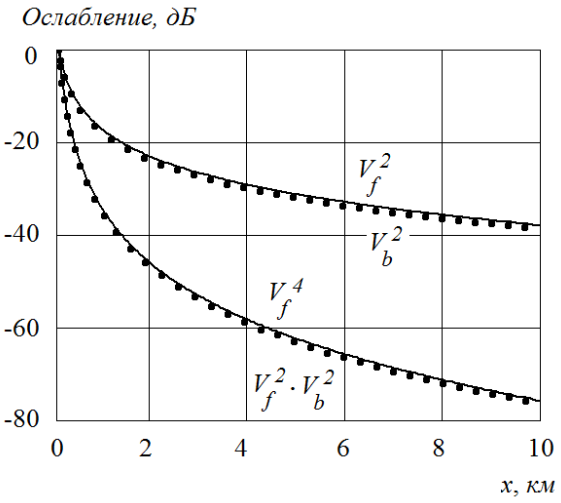



Рис.2. Множитель ослабления вблизи плоской поверхности. Сплошная линия – без учета обратного рассеяния, пунктир – с учетом обратного рассеяния.

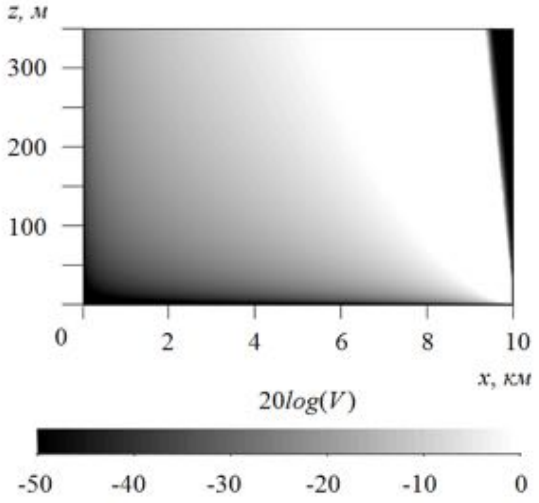



Рис.3. Рассеяние от участка плоской земли на дальности 10 км.

Далее перейдем к вопросу о вычислении множителя ослабления в прямом и обратном направлении для произвольной геометрии рельефа. На рис.4 показан выбранный профиль и дистанционная зависимость множителя ослабления при распространении радиоволн от источника в прямом направлении, на рис.5 – дистанционные зависимости множителя ослабления при распространении вперед, назад и в обоих направлениях (радиолокационный случай). Исходные данные – те же, что и

для модели плоской земли, за исключением шага по дальности, для которого было выбрано значение $\Delta x$ = 200 м. Представленные на рис.5 результаты свидетельствуют о том, что в случае произвольной геометрии рельефа условие (5) выполняется точно так же, как и для модели плоской земли. Это означает, что отношение сигнал/шум рассеянного землей сигнала можно вычислять без учета обратного рассеяния. Также отметим еще одну интересную особенность полученных результатов: благодаря тому, что уровень рельефа изменяется от нуля до 60 м (см. рис. 4), ослабление на дальности 40 км такое же, как и на дальности 10 км для модели плоской земли (см. рис.2 и рис.5).

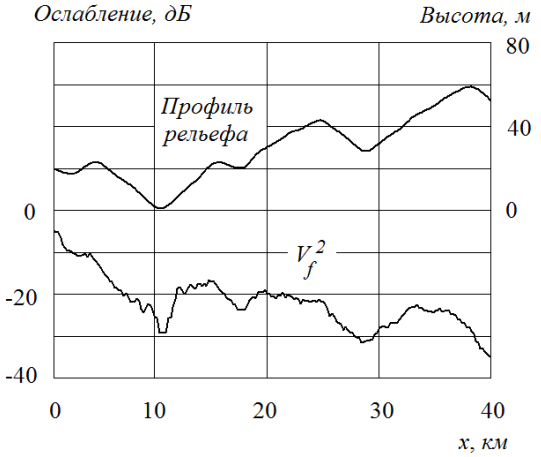



Рис.4. Профиль рельефа и множитель ослабления вблизи земли.

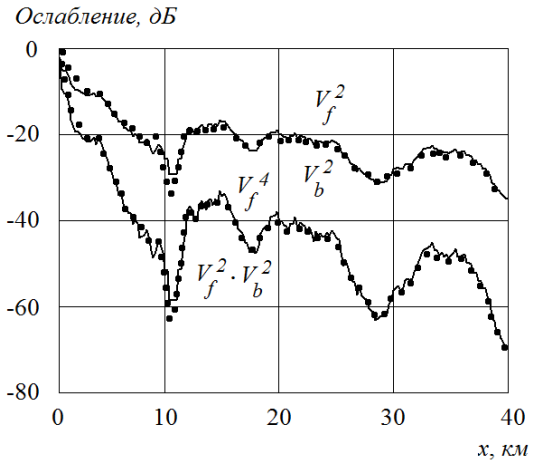



Рис.5. Множитель ослабления вблизи земли. Сплошная линия – без учета обратного рассеяния, точки – с учетом обратного рассеяния.

## 3. Заключение

Представленные результаты позволяют сделать вывод о том, что условие (5) является справедливым для произвольной геометрии рельефа и это означает, что при моделировании радиолокационных отражений от земной поверхности в УКВ диапазоне не требуется решать трудоемкую в вычислительном отношении задачу обратного рассеяния [14]. Наличие рельефа с не слишком большим перепадом высот (от нуля до 60 м) приводит к незначительным отклонениям $V_b(x)^2$ от $V_f(x)^2$ по сравнению со случаем плоской земли (см. рис.2 и рис.5). Очевидно, что с увеличением неровностей рельефа отклонения могут возрастать, однако для решения локационных задач это не слишком существенно, поскольку погрешности при определении удельной ЭПР $\sigma_0$ будут намного превосходить отклонения, связанные с отказом от решения задачи обратного рассеяния.

## Литература

1. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, Т. 11, № 9. - С. 28-32.
2. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 12. - С. 3-25.

3. Ахияров В.В. Асимптотическое решение задачи однократной и последовательной дифракции // Электромагнитные волны и электронные системы, 2013, Т. 18, № 7. - С. 4-11.
4. Ахияров В.В. Методы численного решения задачи дифракции радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2010, Т. 15, № 3. - С. 39-46.
5. Ахияров В.В. Использование численных методов для изучения условий распространения радиоволн / Ахияров В.В., Чернавский С.В. // Радиотехника, 2011, № 10, С. 101-110.
6. Levy M.F. Parabolic equation method for electromagnetic wave propagation. London: IEE, 2000. - 336 p.
7. Ахияров В.В. Метод параболического уравнения в теории дифракции // Успехи современной радиоэлектроники, 2010, № 9. - С. 72-80.
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, 12.01.2020.
9. Ахияров В.В. Решение задач дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы. 2012. №11. - С. 24-30.
10. Ахияров В.В. Результаты решения скалярных задач излучения и дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы, 2014, Т. 19, № 2. - С. 12-18.
11. Permyakov V.A., Mikhailov M.S., Malevich E.S. Analysis of Propagation of Electromagnetic Waves in Difficult Conditions by the Parabolic Equation Method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, Vol. 67, No. 4. - Pp. 1-9.
12. Fen S., Chen J. Low-Angle Reflectivity Modeling of Land Clutter // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2006, Vol. 3, No. 2. - Pp. 254-258.
13. Billingsley J.B. Low-Angle radar land clutter: measurements and empirical models. William Andrew Publishing, Inc, 2002. - 703 p.
14. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления при обратном рассеянии от земной поверхности методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники, 2019, № 11. http://jre.cplire.ru/jre/nov19/1/text.pdf. 12.01.2020.

## REFERENCES

1. Akhiyarov V.V. Diffraction of the VHF and UHF radiowaves above the earth's surface // Electromagnetic waves and electronic systems, 2006, Vol. 11, No. 9. - Pp. 28-32.
2. Akhiyarov V.V. The Radio Waves Propagation and Scattering // Achievements of modern radioelectronics, 2008, No. 12. - Pp. 3-25.
3. Akhiyarov V.V. The asymptotic solution of the single and multiple diffraction problems // Electromagnetic waves and electronic systems, 2013, Vol. 18, No. 7. - Pp. 4-11.
4. Akhiyarov V.V. Numerical solution of a radiowaves diffraction problem over irregular terrain // Electromagnetic waves and electronic systems, 2010, Vol. 15, No. 3. - Pp. 39-46.
5. Akhiyarov V.V. Usage of Numerical Methods for the Radio Waves Propagation Studying / Akhiyarov V.V., Chernavskiy S.V. // Radioengineering, 2011, No. 10. - Pp. 100-110.
6. Levy M.F. Parabolic equation method for electromagnetic wave propagation. London. IEE. 2000. - 336 p.
7. Akhiyarov V.V. Parabolic Equation Method in the Diffraction Theory // Achievements of modern radioelectronics, 2010, No. 9. - Pp. 72-80.
8. 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, 12.01.2020.
9. Akhiyarov V.V. Solving diffraction problems by parabolic equation method // Electromagnetic waves and electronic systems, 2012, Vol. 17, No. 11. - Pp. 24-30.
10. Akhiyarov V.V. The results of radiation and scalar diffraction problems solution using parabolic equation technique // Electromagnetic waves and electronic systems, 2014, Vol. 19, No. 2. - Pp. 12-18.

11. Permyakov V.A., Mikhailov M.S., Malevich E.S. Analysis of Propagation of Electromagnetic Waves in Difficult Conditions by the Parabolic Equation Method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, Vol. 67, No. 4. - Pp. 1-9.
12. Fen S., Chen J. Low-Angle Reflectivity Modeling of Land Clutter // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2006, Vol. 3, No. 2. - Pp. 254-258.
13. Billingsley J.B. Low-Angle radar land clutter: measurements and empirical models. William Andrew Publishing, Inc. 2002. - 703 p.
14. Akhiyarov V.V. Attenuation factor calculation for backscattering from the terrain using the parabolic equation technique // Journal of Radio Electronics, 2019, No. 11. http://jre.cplire.ru/jre/nov19/1/text.pdf. 12.01.2020.

# НАКЛОННОЕ ЛЧМ ЗОНДИРОВАНИЕ ИОНОСФЕРЫ И ПРОГНОЗИРОВАНИЕ МНЧ НА ТРАССАХ БОЛЬШОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ

Г. Г. Вертоградов[1,2], В. Г. Вертоградов[2]

[1]Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону, Россия
[2]АО «ВНИИ «Градиент», г. Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Приведены результаты экспериментальных исследований вариаций максимально наблюдаемой частоты в 2019 г. на трассах средней протяженности Кипр–Ростов-на-Дону и большой протяженности Лавертон–Ростов-на-Дону. Оценена точность прогнозирования МПЧ при задании состояния ионосферы с помощью модели IRI-2016 с учетом глобальной эмпирической модели спорадического слоя Es. Показано, что в спокойных геофизических условиях типичные значения среднеквадратичных отклонений МПЧ от МНЧ достигают 2.5 МГц. На трассе большой протяженности Лавертон–Ростов-на-Дону модель IRI-2016 дает существенно заниженные значения МПЧ. Ситуация в условиях минимальной солнечной активности не может быть исправлена коррекцией модели IRI по индексу солнечной активности.

**Ключевые слова:** максимально наблюдаемая частота, максимально применимая частота, наклонное ЛЧМ-зондирование, ионосферное распространение.

# THE OBLIQUE LFM SOUNDING AND PREDICTION OF MUF ON THE GREAT LENGTH PATH

G. G. Vertogradov[1,2], V. G. Vertogradov[2]

[1]Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia
[2]AO «VNII «Gradient», Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** The results of experimental studies of variations of the maximum observable frequency (MOF) in 2019 for middle-latitude path Cyprus-Rostov and long propagation path Laverton-Rostov. The comparison of predicted median daily dependences of MUF with experimentally MOF was carried. The accuracy of the MUF forecast for the ionosphere is estimated using the International Reference Ionosphere IRI-2016 model, taking into account the global empirical model of the sporadic Es layer. It is shown that in undisturbed geophysical conditions typical values of mean square deviations of MOF from MUF reach 2.5 MHz. On the path of a long length Leverton-Rostov-on-don model IR2016 gives significantly underestimated values of MHR. The situation in the conditions of minimal solar activity cannot be corrected by the correction of the IRI model according to the solar activity index.

**Keywords:** maximum usable frequency, maximum observable frequency, International Reference Ionosphere

## 1. Введение

Проблема повышения надежности радиосвязи в КВ диапазоне остается актуальной, несмотря на развитие альтернативных способов передачи информации. Для ее решения необходимо осуществлять моделирование характеристик ионосферного радиоканала на временных интервалах от 30 мин до нескольких часов. Построение подобных моделей связано также с решением задач выделения факторов, определяющих

структуру поля КВ, характеристики распространения парциальных лучей, природу и статистические свойства шумов в точке приема.

В конечном итоге адаптация, как моделей канала, так и реальных систем связи КВ диапазона к текущим ионосферным условиям возможна только при наличии средств зондирования ионосферного радиоканала, работающих в online режиме. Для этих целей применяются системы как импульсного, так и непрерывного вертикального (ВЗ), наклонного (НЗ) и возвратно-наклонного (ВНЗ) зондирования. При всей простоте и надежности импульсных методов диагностики они, как известно, имеют один весьма существенный недостаток – требуют большой мощности излучения в импульсе, которая редко опускается ниже 1 кВт.

На основе методов зондирования с использованием непрерывных широкополосных сигналов при значительно меньшей мощности излучения, которая обычно составляет 10 или 100 Вт, можно измерять не только традиционные параметры (модовая структура, относительные задержки, соотношение амплитуд лучей, отношение сигнал-шум и т.д.), но и квазимгновенные угловые, передаточные и импульсные характеристики ионосферного радиоканала. При этом в ионосферных исследованиях и практике радиосвязи наибольшее распространение получил метод диагностики ионосферы с излучением сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), так называемый chirp sounder [1]. С другой стороны, использование маломощных широкополосных сигналов при непрерывном зондировании накладывает повышенные требования, как при построении аппаратуры зондирования, так и в выборе и разработке средств и методов обработки получаемой информации. Роль последних особенно возрастает, если к средствам диагностики предъявляется требование работы в автоматическом режиме без участия оператора.

В работе представлены результаты регулярных наблюдений условий ионосферного распространения КВ на двух радиолиниях при приеме в г. Ростове-на-Дону на протяжении января-декабря 2019 г. Получены обширные многомесячные непрерывные данные о дистанционно-частотных и амплитудно-частотных характеристиках ионосферного КВ канала, регистрация и обработка которых проводилась в автоматическом режиме с выделением на каждой трассе максимально наблюдаемой частоты (МНЧ).

## 2. Аппаратура и методика обработки данных

Измерения проводились на радиотрассах ЛЧМ зондирования различной протяженности и ориентации: Кипр (35.1°N, 33.9°E) – Ростов-на-Дону (47.2°N, 39.6°E) (протяженность трассы 1433 км, азимут из Ростова-на-Дону 201.5°), Лавертон (Австралия, 28.3°S, 122.8°W) – Ростов-на-Дону (11793 км, 114.5°). На первой трассе измерения проводились круглосуточно с интервалом съема одной ионограммы каждые 5 минут, скорость перестройки частоты 100 кГц/с. На второй трассе из-за особого режима работы передатчика периодичность съема ионограмм постоянно изменялась, но в среднем составляла 4 минуты, скорость перестройки частоты 125 кГц/с. Оба передатчика принадлежат системам загоризонтной радиолокации. Приемный пункт

располагался в г. Ростове-на-Дону. Геометрия трасс наклонного ЛЧМ-зондирования показана на рис.1.

В измерениях использовался многоканальный ЛЧМ-зонд/радиопеленгатор, работающий с 16 элементной антенной решеткой, размещенной на площадке 100х100м [2].

Особенностью работы ЛЧМ-зонда/радиопеленгатора является получение не только традиционных дистанционно- и амплитудно-частотных характеристик (ДЧХ и АЧХ) на трассе зондирования, но и двух угловых-частотных характеристик (УЧХ) ) – зависимость азимута $\alpha$ и угла места $\Delta$ каждой моды распространения от частоты.

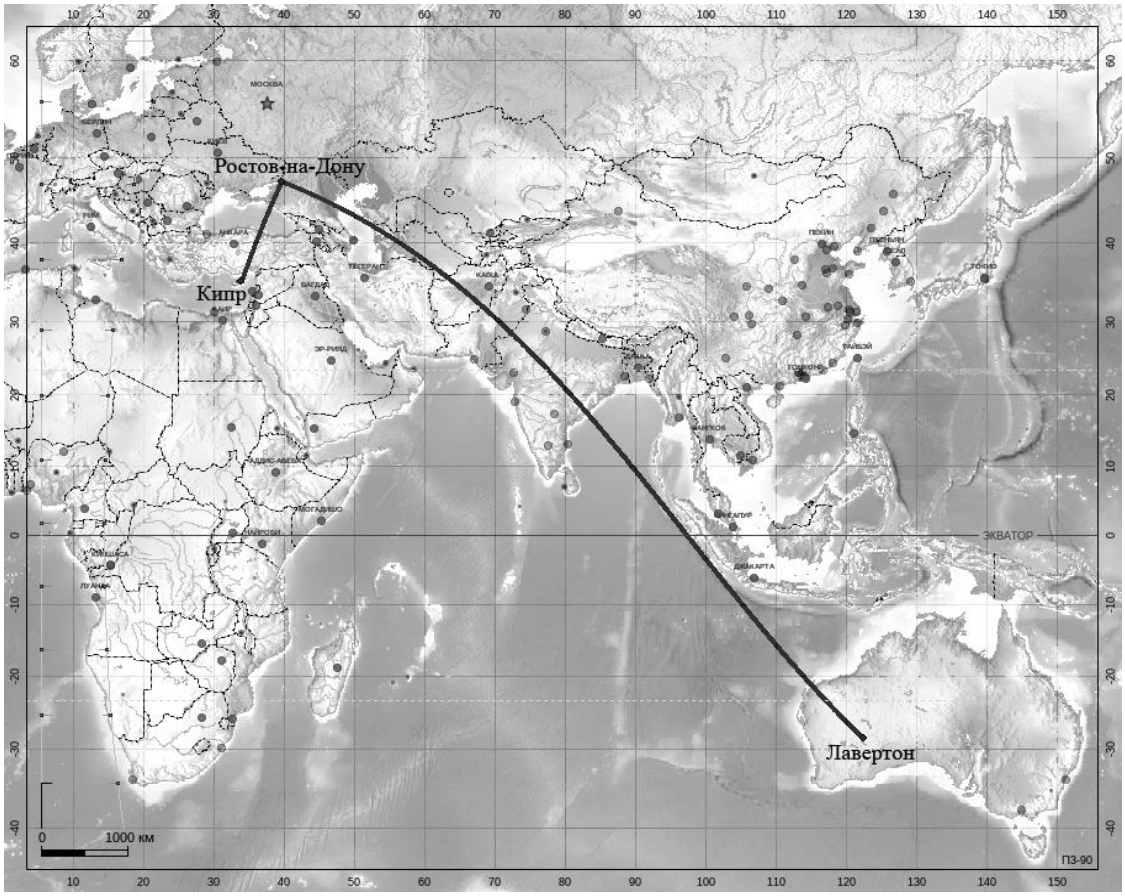



Рис.1. Геометрия трасс наклонного ЛЧМ-зондирования Кипр – Ростов-на-Дону и Лавертон – Ростов-на-Дону.

Измерение углов прихода отдельных лучей не только обеспечивает получение важных частотных характеристик, но и облегчает окончательную очистку результатов зондирования от шумов естественного происхождения и станционных помех. Как следствие, полученные в процессе измерения ДЧХ, АЧХ и УЧХ, не содержат характерных для одноканальных ЛЧМ зондов следов, обусловленных, прежде всего, влиянием станционных помех.

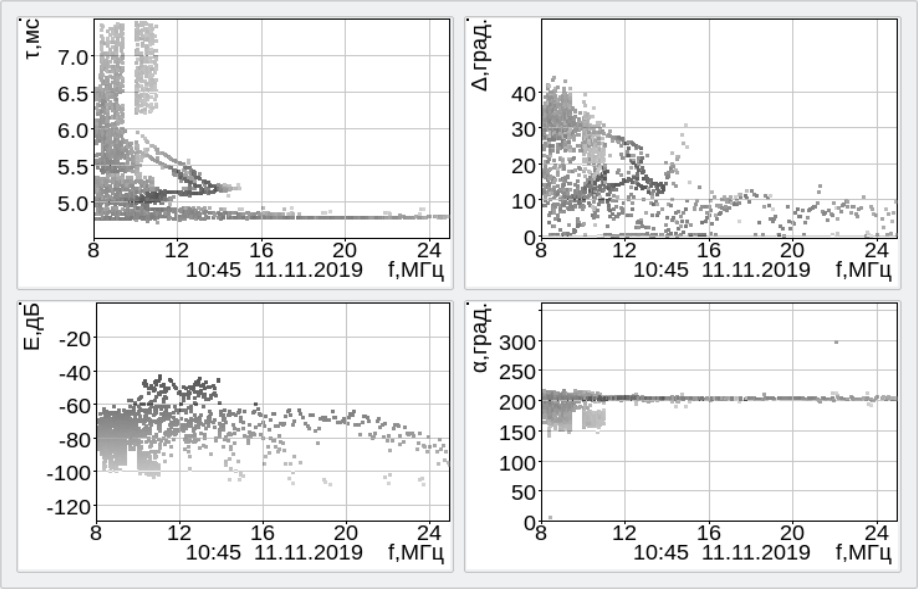



Рис.2. ДЧХ (a), АЧХ (b) и УЧХ (c – угол места Δ (град.), d – азимут α (град.)) на трассе Кипр – Ростов-на-Дону. 10:45 UT, 11.11.2019.

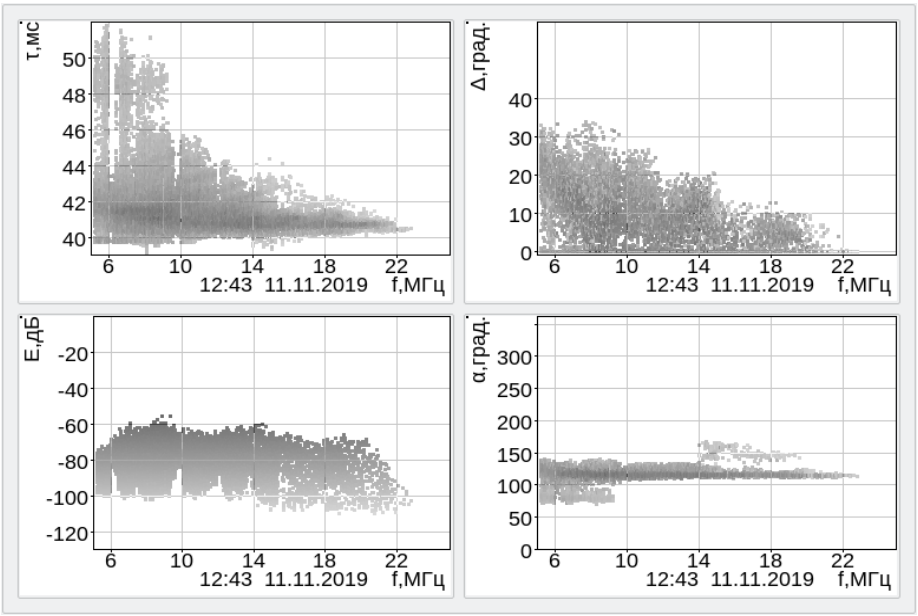



Рис.3. ДЧХ (a), АЧХ (b) и УЧХ (c – угол места Δ (град.), d – азимут α (град.)) на трассе Лавертон – Ростов-на-Дону. 12:43 UT, 11.11.2019.

Пример данных, полученных при помощи ЛЧМ-зонда/радиопеленгатора, представлен на рис.2,3. На рисунке показаны четыре частотные характеристики парциальных мод распространения, которые получаются в каждом сеансе наклонного ЛЧМ-зондирования. А именно: a) – дистанционно частотная характеристика, b) – амплитудно-частотная характеристика, c) – первая угловая-частотная характеристика (зависимость угла места $\Delta$ от частоты), d) – вторая угловая-частотная характеристика (зависимость азимута $\alpha$ от частоты).

## 3. Результаты наклонного ЛЧМ зондирования на трассах Кипр– и Лавертон–Ростов-на-Дону

Особый интерес представляет оценка эффективности использования последней версии модели — IRI-2016 [3,4] для долгосрочного и оперативного прогнозирования наиболее значимой характеристики КВ канала — максимальной применимой частоты (МПЧ). Вопрос о применимости модели IRI-2016 для достоверного прогнозирования МПЧ решался на основе сравнения рассчитанных среднемесячных суточных значений МПЧ с аналогичными экспериментальными зависимостями максимальной наблюдаемой частоты (МНЧ) на среднеширотной трассе наклонного ЛЧМ-зондирования (НЗ) Кипр–Ростов-на-Дону и трассе большой протяженности Лавертон–Ростов-на-Дону. Одновременно также определялись суточные вариации МНЧ.

За 2019 г были получены обширные непрерывные данные о дистанционно-частотных, амплитудно-частотных и угловых-частотных характеристиках ионосферного КВ канала, регистрация которых проводились в автоматическом режиме. Общий объем многомерных ионограмм за один месяц измерений превышал 60000 сеансов на каждой трассе.

В результате обработки в реальном времени определялись следующие параметры: уровень спектральной плотности шума в полосе приема, количество обнаруженных лучей распространения, задержки, амплитуды, углы прихода всех лучей, отношение сигнал-шум для каждого из обнаруженных лучей.

В данной работе обработка предполагала, прежде всего, получение зависимостей МНЧ отдельных мод распространения от времени суток. При этом выполнялась процедура идентификации и формирования мод распространения [5].

**Результаты наблюдений.** На рис.4-7 показаны результаты обработки ионограмм наклонного зондирования, полученные на трассах различной протяженности и ориентации за 2019 г. Каждый рисунок соответствует месячным непрерывным наблюдениям и содержит данные не менее чем за 60000 сеансов зондирования. Серыми крестиками и точками на рисунках показаны квазимгновенные занчения соответственно МНЧ и ННЧ. Квазимгновенные значения МНЧ и ННЧ по каждому сеансу определялись автоматически в реальном масштабе времени на основе алгоритма, предложенного в работах [5,6]. Для этого на основе специально разработанных алгоритмов [5,6] с учетом того, что для каждой квазимгновенной частоты зондирования измерялся целый набор характеристик распространения (групповая задержка, уровень сигнала, углы прихода в вертикальной и горизонтальной плоскостях), выделялись отдельные частотно-временные ветви распространения. В свою очередь ННЧ находилась как минимальная частота для всех существовавших частотно-временных ветвей, а МНЧ – как максимальная частота из всех существовавших в сеансе зондирования частотно-временных ветвей.

Толстая непрерывная линия на рисунках – результат месячного статистического усреднения МНЧ. Одновременно с оценкой математического ожидания находилась оценка среднеквадратичного отклонения от математического ожидания $-\sigma$ . Тонкие штриховые линии на рисунках ограничивают полосу в окрестности математического

ожидания, ширина которой равна удвоенному среднеквадратичному отклонению – $2\sigma$ . Такая же толстая непрерывная линия, расположенная ниже, на всех рисунках показывает среднемесячную зависимость ННЧ от времени суток.

Для середины каждого месяца рассчитывалось прогностическое значение МПЧ соответствующей трассы. При этом использовалась скорректированная по значению эффективного числа солнечных пятен $W_{eff}$ модель IRI-2016 [3,4]. Для коррекции использовались эффективные значения $W_{eff}$ числа солнечных пятен [7]. Полученные таким образом прогнозируемые МПЧ соответствующих трасс изображены на рисунках точечными линиями. Следует отметить, что полученные экспериментальные данные и результаты моделирования имеют ту особенность, что все они получены в условиях глубокого минимума солнечной активности. При этом практически в течение всего года число солнечных пятен оказывалось близким к нулю, а эффективные значения $W_{eff}$ числа солнечных пятен были отрицательными и менялись в диапазоне -20 – -10.

Следует сделать замечание о значениях ННЧ на трассе Кипр–Ростов-на-Дону. Дело в том, что передатчик на Кипре работает, начиная с 8 МГц, поэтому измеренные значения ННЧ не могут быть меньше указанной величины. В ночных условиях при минимальной солнечной активности величины МПЧ оказываются часто меньше, чем 8 МГц. Поэтому на рисунках они не показаны – их просто не с чем сравнивать. В то же время из-за влияния перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ), квазимгновенные МНЧ могли в отдельных сеансах существенно превышать прогнозируемые значения, а ННЧ в свою очередь превышать 8 МГц.

Эти особенности хорошо видны на рис.4,5 как резкие отклонения серых крестиков и серых кружков от соответствующих черных жирных линий, отражающих среднемесячные величины МПЧ и ННЧ. Т.к. на трассе Кипр-Ростов-на-Дону передатчик всегда начинал работу с частоты 8 МГц, ННЧ на этой трассе нельзя считать корректно найденной величиной (не учитываются реальные значения меньше 8 МГц). На рис.4,5 это отражается в том, что зависимость ННЧ от частоты – линия почти параллельная оси частот с небольшими отклонениями в сторону больших значений.

На трассе Лавертон–Ростов-на-Дону также показаны значения наименьшей наблюдаемой частоты (ННЧ) (сплошная черная линия в окрестности оси абсцисс), рис.6,7. Однако на этой трассе ННЧ в интервале времени ~00:00–13:00 UT превышает начальную частоту зондирования австралийского передатчика – 5 МГц. Как следствие, в этом временном интервале в пределах чувствительности приемной аппаратуры величина ННЧ оценивалась достоверно. В других временных интервалах ННЧ становилась меньше 5 МГц и черная сплошная линия, отражающая среднемесячные суточные изменения наименьшей наблюдаемой частоты, параллельна оси абсцисс.

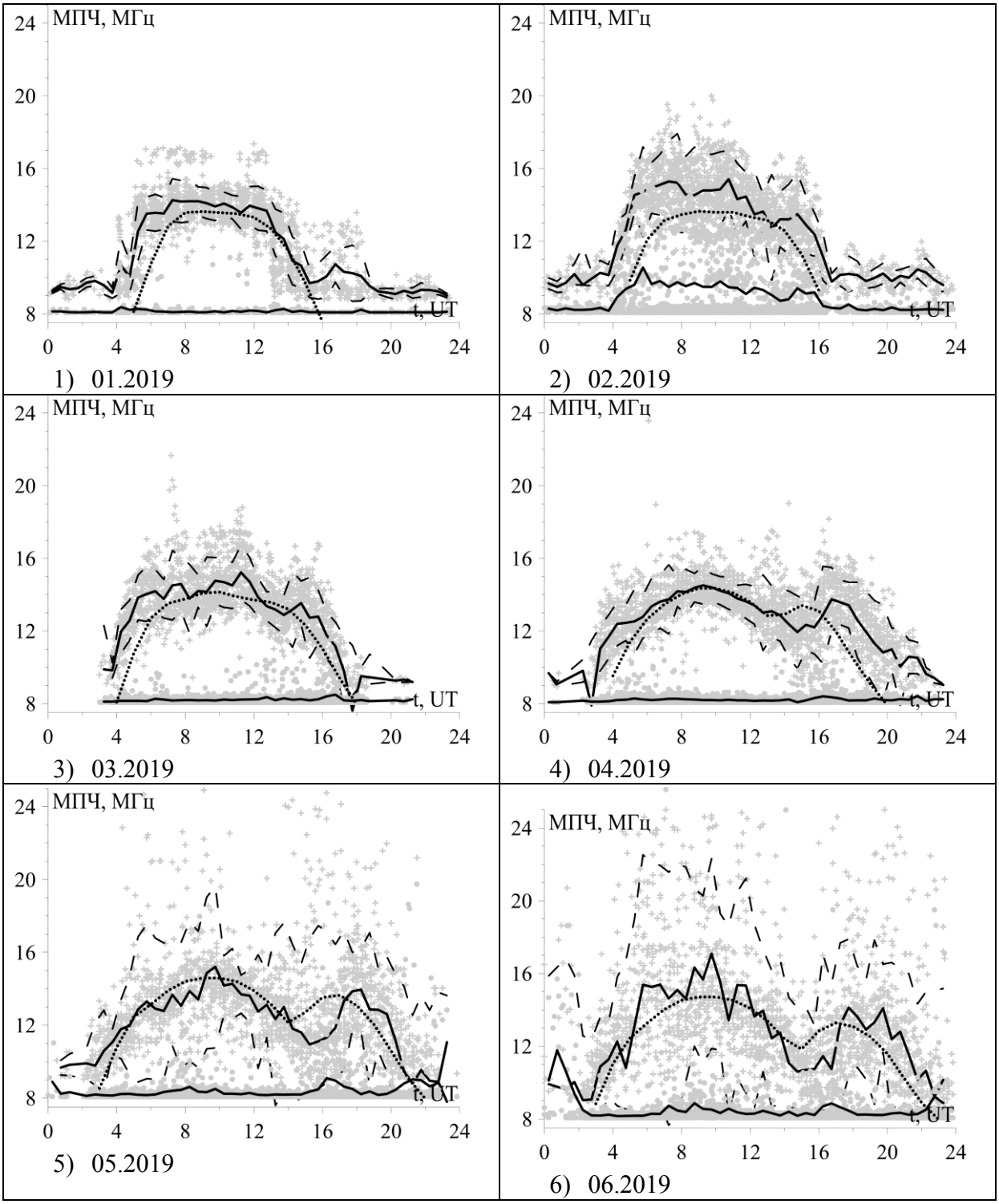



Рис.4. Зависимость среднемесячных значений МНЧ на трассе Кипр–Ростов-на-Дону с января по июнь 2019 г. Верхняя сплошная черная линия – усредненные за месяц значения МНЧ, штриховые черные линии ограничивают полосу шириной $\pm \sigma$ . Нижняя черная линия – усредненные за месяц значения ННЧ (минимально наблюдаемая частота); точечная линия – прогноз значений МПЧ в соответствии с моделью IRI-2016. Жирная штриховая линия – прогноз значений МПЧ с учетом глобальной модели спорадического слоя Е.

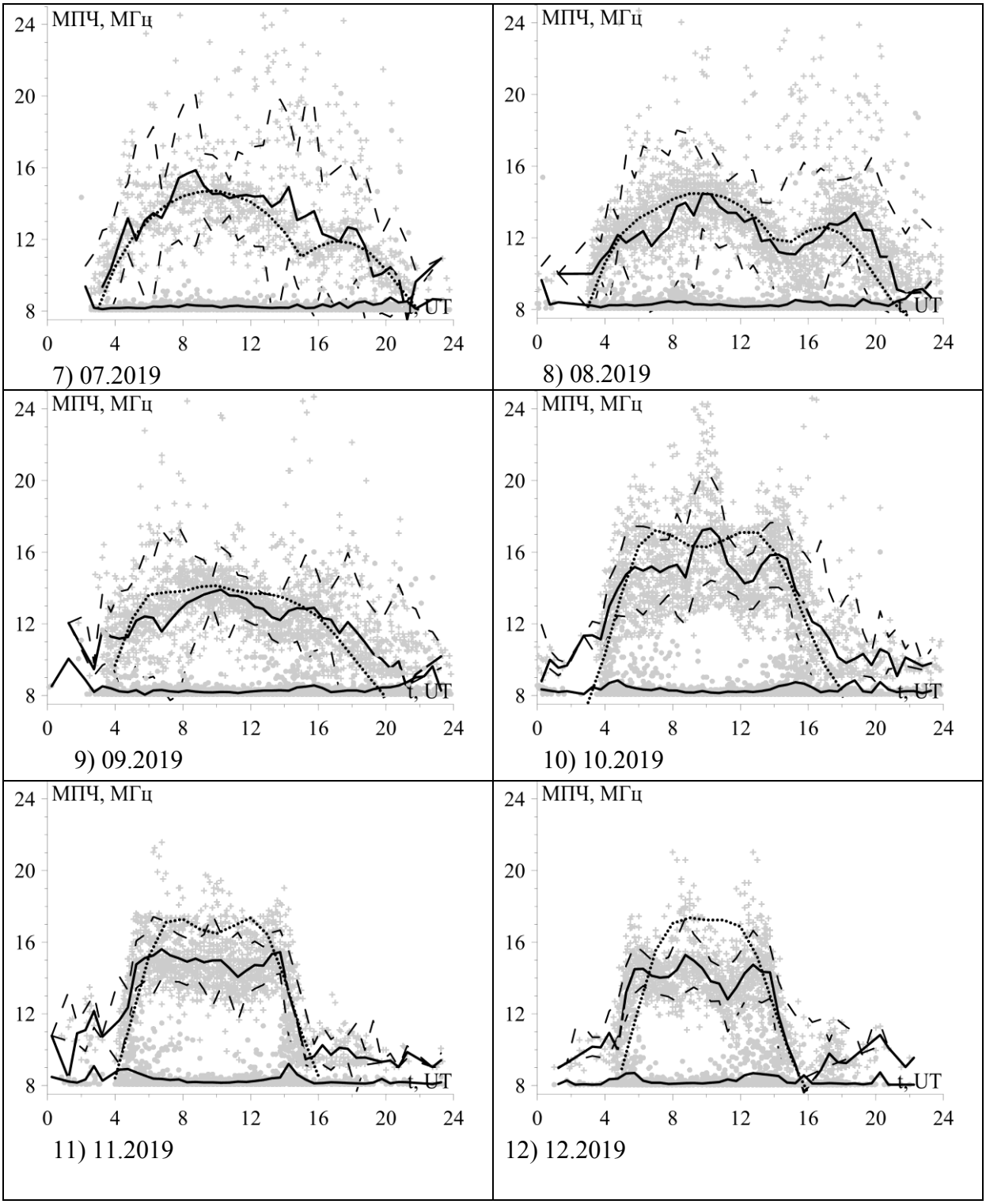



Рис.5. Зависимость среднемесячных значений МНЧ на трассе Кипр–Ростов-на-Дону с июля по ноябрь 2019 г. Верхняя сплошная черная линия – усредненные за месяц значения МНЧ, штриховые черные линии ограничивают полосу шириной $\pm\sigma$ . Нижняя черная линия – усредненные за месяц значения ННЧ (минимально наблюдаемая частота); точечная линия – прогноз значений МПЧ в соответствии с моделью IRI-2016. Для месяцев 7 и 8 значения МНЧ полностью определяются Es-слоем, т.к. МНЧ регулярных слоев существенно меньше. Жирная сплошная линия – прогноз значений МПЧ с учетом глобальной модели спорадического слоя Е.

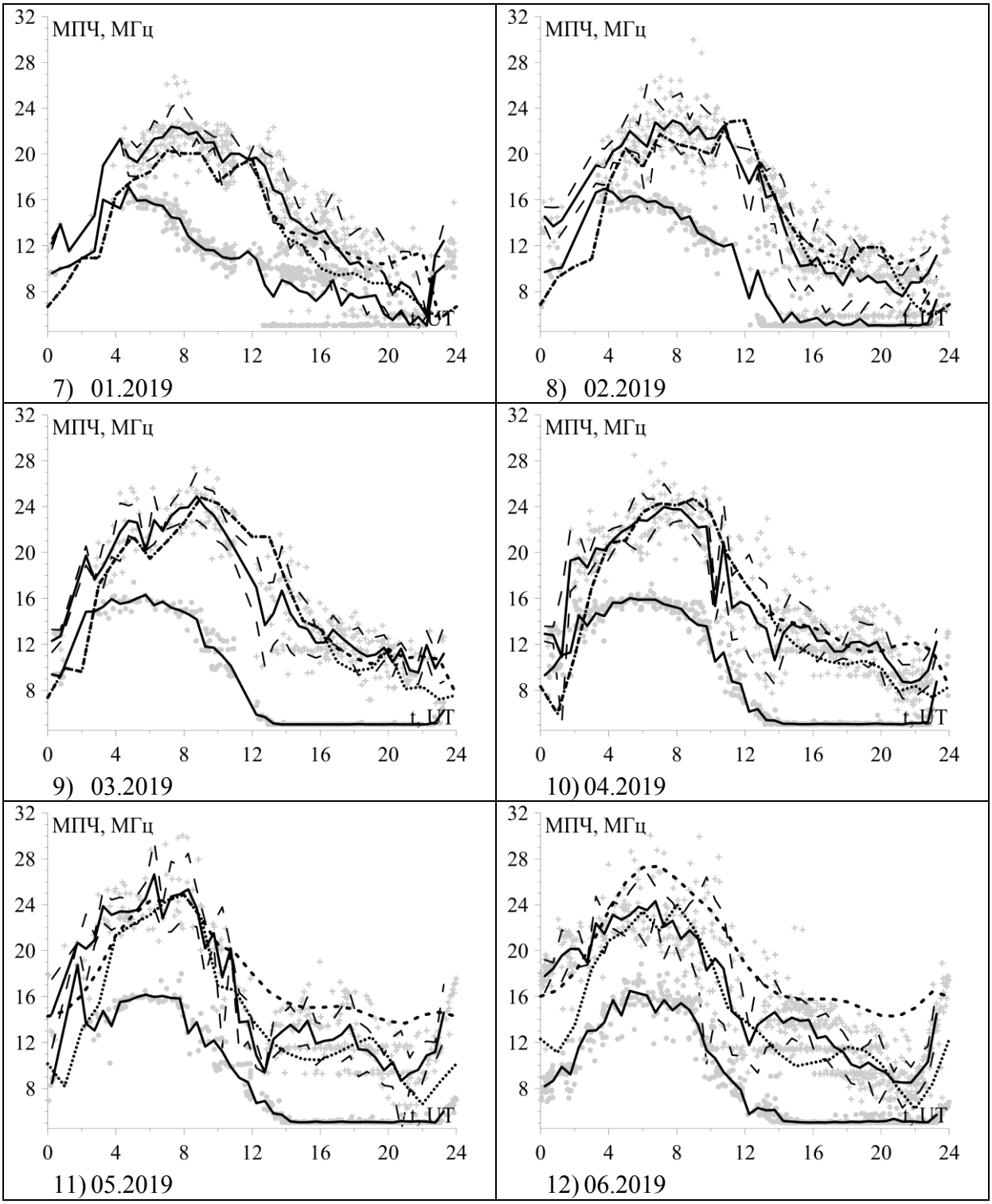



Рис.6. Зависимость среднемесячных значений МНЧ на трассе Лавертон–Ростов-на-Дону с января по июнь 2019 г. Верхняя сплошная черная линия – усредненные за месяц значения МНЧ, штриховые черные линии ограничивают полосу шириной $\pm\sigma$ . Нижняя черная линия – усредненные за месяц значения ННЧ (минимально наблюдаемая частота); точечная линия – прогноз значений МПЧ в соответствии с моделью IRI-2016. Жирная штриховая линия – прогноз значений МПЧ с учетом глобальной модели спорадического слоя Е.

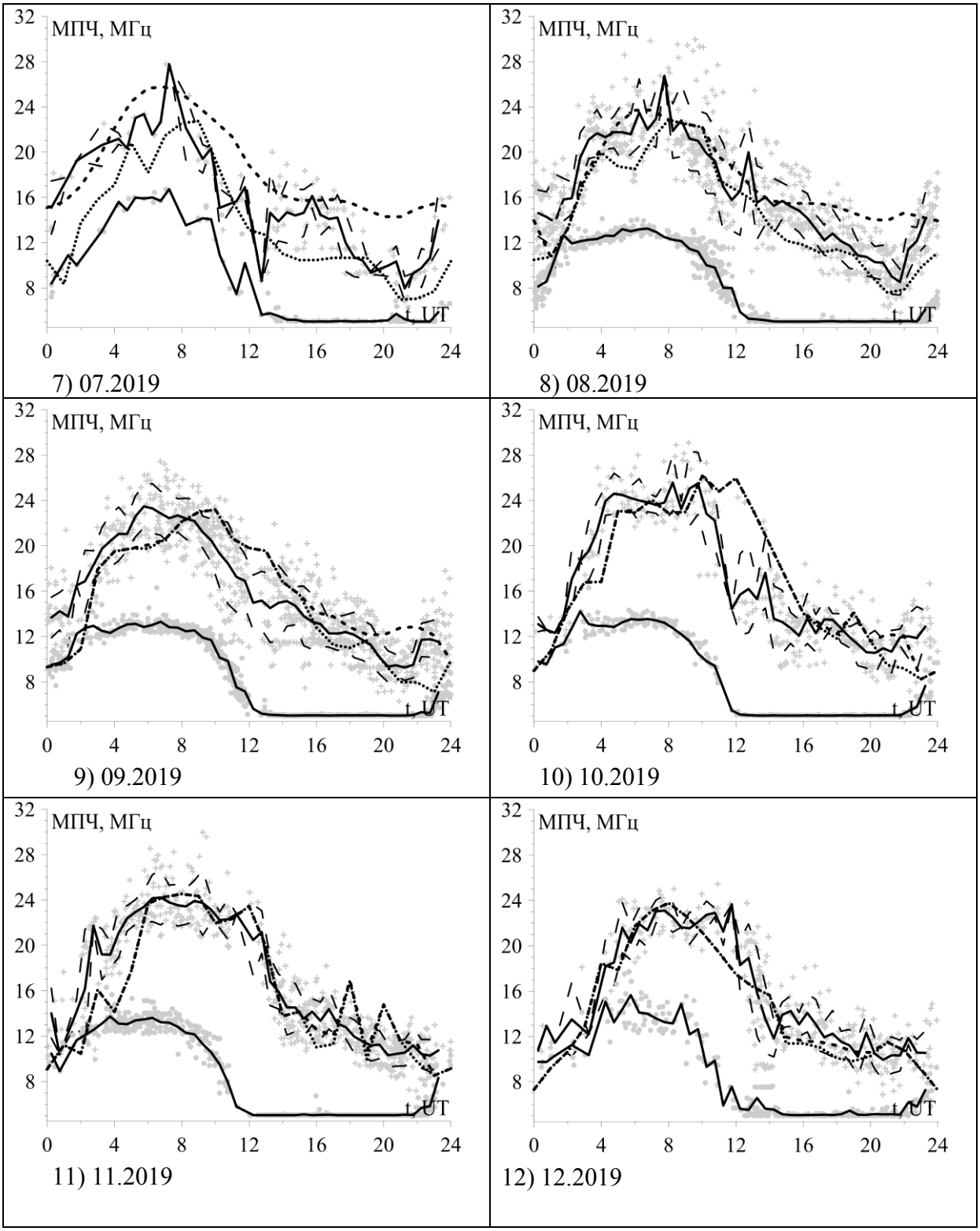



Рис.7. Зависимость среднемесячных значений МНЧ на трассе Лавертон–Ростов-на-Дону с июля по ноябрь 2019 г. Верхняя сплошная черная линия – усредненные за месяц значения МНЧ, штриховые черные линии ограничивают полосу шириной $\pm \sigma$ . Нижняя черная линия – усредненные за месяц значения ННЧ (минимально наблюдаемая частота); точечная линия – прогноз значений МПЧ в соответствии с моделью IRI-2016. Для месяцев 7 и 8 значения МНЧ полностью определяются Es-слоем, т.к. МНЧ регулярных слоев существенно меньше. Жирная сплошная линия – прогноз значений МПЧ с учетом глобальной модели спорадического слоя Е.

По результатам обработки непрерывных суточных зависимостей МНЧ, полученных за 2019 г., можно сделать следующие выводы.

Значения МНЧ отдельных мод распространения испытывают коротко периодические вариации с квазипериодами ~30 мин – 2 часа. В спокойных ионосферных условиях в полуденные часы суток амплитуда флуктуаций может достигать 2 МГц; в восходно-заходные часы суток при прохождении терминатора флуктуации на трассе Кипр–Ростов-на-Дону могут увеличиваться до 5–6 МГц. Подобные вариации сопровождаются появлением z-образований на следах верхних лучей, которые спускаются от больших задержек в область меньших, приводя к увеличению значений МНЧ. В свою очередь, z-образования связаны с движением среднемасштабных ПИВ в ионосфере. [5,6].

По результатам измерений на двух трассах установлена регулярная сезонная зависимость среднеквадратичного отклонения (СКО) МНЧ от математического ожидания. Типичные значения СКО МНЧ на обоих трассах увеличиваются в летние месяцы. На трассе Кипр–Ростов-на-Дону зимой СКО составляют ~2 МГц, а летом достигают величины ~4.5 МГц. На трассе Лавертон–Ростов-на-Дону в зимние месяцы СКО составляет ~1.7 МГц, а летом СКО увеличивается до величины 2.3 МГц.

В тоже время, среднеквадратичные суточные вариации МНЧ ~2.5-3.5 МГц в окрестности максимальных значений МНЧ и ~1.5 МГц в окрестности минимальных величин МНЧ (ночью) следует признать типичными для трасс различной протяженности и ориентации в спокойных геофизических условиях.

**Моделирование и обсуждение.** Для интерпретации полученных экспериментальных результатов и подтверждения высказанных предположений выполнено имитационное моделирование на основе траекторных расчетов с использованием имитационной модели широкополосного ионосферного радиоканала [8-10]. В основе моделирования лежит решение расширенной системы характеристических уравнений в ионосфере, заданной Международной справочной моделью IRI-2016 [3,4]. При этом ионосферные столкновительные потери рассчитывались на основе приближения Эпплтона с эффективной частотой соударений, найденной по прогнозируемым IRI-2016 значениям концентрации ионов и электронов с привлечением модели нейтральной атмосферы MSIS-90. Спорадический слой прогнозировался на основе глобальной эмпирической модели [11].

Расчеты МПЧ отдельных мод распространения показали, что модель IRI-2016 в условиях минимальной солнечной активности, как правило, дает заниженные результаты. Причем, это обстоятельство проявляется тем значительнее, чем длиннее трасса. Таким образом, модель IRI-2016 требует адаптации по данным текущей геофизической информации. В качестве обобщенной геофизической информации привлечены данные об эффективном числе солнечных пятен $W_{eff}$ [7]. Результаты моделирования показали, что при этом удается значительно приблизить прогнозируемые значения к измеренным величинам на среднеширотной трассе (рис.4,5). Это позволяет рекомендовать использовать прогнозируемое или текущее

значение $W_{eff}$ в качестве индекса солнечной активности при долгосрочном или краткосрочном прогнозировании характеристик распространения на основе модели IRI-2016 для среднеширотных трасс. При этом отличие прогнозируемых значений от среднемесячных измеренных не превышает 20%. Отметим также, что после операции коррекции модели IRI-2016 по индексу солнечной активности, прогнозируемые значения на среднеширотных трассах средней протяженности, как правило, укладываются в доверительный интервал, ограниченный снизу и сверху относительно математического ожидания МНЧ значением среднемесячного среднеквадратичного отклонения вариаций МНЧ.

На трассе большой протяженности Лавертон–Ростов-на-Дону ситуация значительно сложнее. Удовлетворительные результаты модель IRI обеспечивает только с октября по апрель месяцы. Тем не менее, прогнозные значения МПЧ остаются меньше измеренных, рис.6. При этом функциональное поведения МПЧ от частоты подобно изменениям МНЧ. Коррекция модели IRI по индексу солнечной активности не позволяет приблизить прогнозные значения к экспериментальным. В с мая по сентябрь модель IRI-2016 дает значительно заниженные значения МПЧ. Привлечение прогноза спорадического Es-слоя позволяет существенно исправить ситуацию. На рис.6,7 прогноз МПЧ с учетом Es-слоя показан жирной штриховой линией. Как следствие, с мая по сентябрь модель IRI дает существенно большие погрешности в прогнозировании МПЧ, т.к. не учитывает влияние спорадического слоя ионосферы.

## 4. Заключение

Результаты исследований на двух трассах Кипр– и Лавертон–Ростов-на-Дону наклонного ЛЧМ зондирования ионосферы в 2019 г. могут быть резюмированы следующим образом:

Практически всегда МНЧ испытывают короткопериодические вариации с квазипериодами от 30 минут до 2-ух часов. Амплитуда флуктуаций может достигать в спокойных ионосферных условиях в полуденные часы суток 2 МГц; в восходно-заходные часы суток при прохождении терминатора флуктуации на трассе Кипр–Ростов-на-Дону могут увеличиваться до 5–6 МГц. Указанные флуктуации связаны с распространением перемещающихся ионосферных возмущений на высотах F области ионосферы.

На основе анализа экспериментальных и расчетных данных наклонного зондирования на среднеширотной трассе показано, что наилучшие результаты по прогнозированию МПЧ отдельных мод распространения удается получить при коррекции модели IRI-2016 по эффективному индексу солнечной активности;

Среднеквадратичные значения отклонения МНЧ от их среднемесячных математических ожиданий возрастают в летние месяцы. В спокойных геофизических условиях оценены типичные значения СКО, которые достигают ~2.0 МГц зимой и ~3.5-4.5 МГц летом

На трассе большой протяженности Лавертон–Ростов-на-Дону модель IRI-2016 дает существенно заниженные значения МПЧ. Ситуация в условиях минимальной

солнечной активности не может быть исправлена коррекцией модели IRI по индексу солнечной активности.

С мая по сентябрь на длинной трассе Лавертон–Ростов-на-Дону МНЧ обеспечивается спорадическим слоем Es. Без привлечения прогноза параметров Es-слоя ионосферы с использованием только модели IRI-2016 погрешности прогнозирования МПЧ могут достигать 5 МГц.

### Литература


1. R.B. Fenwick “ Oblique chirpsounders: The HF communications test set”, Communications News,. February, pp.32-33, 1974.
2. V.P. Uryadov, G.G.Vertogradov, E.G.Vertogradova, V.G. Vertogradov “A New Tool for Investigating Complex Ionospheric Structures: Over-the-horizon high-frequency sounding of ionospheric irregularities with a chirp ionosonde-direction finder” IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.59, N.6, pp.62-76, 2017.
3. Bilitza D. and Reinisch B.W., 2008. International reference ionosphere 2007: improvements and new parameters. Advances in Space Research, 42, 599–609, doi:10.1016/j.asr.2007.07.048.
4. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., et al., 2014. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration. J. Space Weather Space Clim., 4(A07), doi:10.1051/swsc/2014004.
5. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградов В.Г. Наклонное зондирование и моделирование ионосферного коротковолнового канала // Изв. вузов. Радиофизика. 2005. Т.48, № 6. С.455-471.
6. G. G. Vertogradov, V. G. Vertogradov, V. P. Uryadov “Oblique chirp sounding and modeling of ionospheric HF channel at paths of different length and orientation” Int.J.Geomagn.Aeron. 2007(GI2002), pp.1–18. http://dx.doi.org/10.1029/ 2006GI000143/
7. Secan J.A., Wilkinson P.J. Statistical studies of an effective sunspot number// Radio Sci. 1997. V.32. P.1717-1724.
8. B. G. Barabashov, G. G. Vertogradov, M. P. Burdukov, O. Pelevin “Evaluationof short and medium-range ionospheric radiopaths” In:Proceedings of the Eleventh International Conference on Antennas and Propagation (IEEConf. Publ. No.480), 160–164, 2001.
9. Вертоградов Г.Г. Имитатор широкополосного ионосферного радиоканала// Радиотехника и электроника. Т.48, №11. 2003. С.1322-1329.
10. G. G. Vertogradov, E. G. Vertogradova. “The computer simulation of the HF- channel”. In: Proceedings of the Eleventh International Conference on Antennas and Propagation, 2001 (IEE Conf. Publ. No. 480), 797-801, 2001.
11. Овезгельдыев О.О., Михайлова Г.В. Глобальная аналитическая модель спорадического слоя Е для практики радиосвязи// Изв. АН ТССР. сер. физ.-техн., хим. и геол. наук. 1985. №.6. С.23-25.


### References


1. R.B. Fenwick “Oblique chirpsounders: The HF communications test set”, Communications News,. February, pp.32-33, 1974.
2. V.P. Uryadov, G.G. Vertogradov, E.G. Vertogradova, V.G. Vertogradov. “A New Tool for Investigating Complex Ionospheric Structures: Over-the-horizon high-frequency sounding of ionospheric irregularities with a chirp ionosonde-direction finder” IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.59, N.6, pp.62-76, 2017.
3. D. Bilitza and B.W. Reinisch. “International reference ionosphere 2007: improvements and new parameters”. Advances in Space Research, 42, 599–609, 2008. doi:10.1016/j.asr.2007.07.048.
4. D. Bilitza, D. Altadill, Y. Zhang, C. Mertens, V. Truhlik, et al. “The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration”. J. Space Weather Space Clim., 4(A07), 2014. doi:10.1051/swsc/2014004.

5. G.G. Vertogradov, V.P. Uryadov V.P., V.G. Vertogradov."Oblique sounding and modeling of the ionospheric HF channel" Radiophysics and Quantum Electronics, vol. 48, N6, pp.405-419, 2005.
6. G.G. Vertogradov, V.G. Vertogradov, V.P. Uryadov "Oblique chirp sounding and modeling of ionospheric HF channel at paths of different length and orientation" Int. J. Geomagn. Aeron. 2007 (GI2002), pp.1–18. http://dx.doi.org/10.1029/ 2006GI000143/
7. J.A. Secan, P.J. Wilkinson. "Statistical studies of an effective sunspot number". Radio Sci. vol.32. pp.1717-1724. 1997.
8. B. G. Barabashov, G. G. Vertogradov, M. P. Burdukov, O. Pelevin "Evaluation of short and medium-range ionospheric radiopaths". In: Proceedings of the Eleventh International Conference on Antennas and Propagation (IEEConf. Publ. No.480), 160–164, 2001.
9. G.G. Vertogradov, 2003. "Simulator of a wideband ionospheric radio channel". Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 48, N11, pp.1213-1220, 2003.
10. G.G. Vertogradov, E.G. Vertogradova. "The computer simulation of the HF- channel". In: Proceedings of the Eleventh International Conference on Antennas and Propagation, 2001 (IEE Conf. Publ. No. 480), 797-801, 2001.
11. O.G. Ovezgeldyev, G.V. Mikhailova "Global analytical model of the sporadic E layer for the purpose of radio communications" Akademiia Nauk Turkmenskoi SSR, Izvestiia, Seriia Fiziko-Tekhnicheskikh, Khimicheskikh i Geologicheskikh Nauk, vol.6, pp.23-25, 1985. In Russian.

# НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА СВЯЗАННЫХ ВИБРАТОРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЯХ

В. В. Задорожный, А.Ю. Ларин, Н. И. Чиков

ФГУП «РНИИРС», Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Представлены результаты разработки низкопрофильной широкополосной антенной решетки (АР) на связанных вибраторных излучателях. Приводятся расчетные диаграммы направленности при широкоугольном электронном сканировании на верхней и нижней частотах. По результатам макетирования сравниваются расчетные и экспериментальные частотные характеристики КСВ и коэффициента усиления.

**Ключевые слова:** антенная решетка на связанных излучателях; вибраторный излучатель, низкопрофильная, широкоугольное сканирование.

# LOW-HEIGHT WIDEBAND ANTENNA ARRAY WITH TIGHTLY COUPLED DIPOLE ELEMENT

V. V. Zadorozhnyy, A.Yu. Larin, N. I. Chikov

FSUE “RNIIRS”, Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** The paper describes the low-height wideband dipole array with tightly coupled dipole element. Modeling result of scanning array pattern on upper and lower frequencies is presented. Prototyping provides the comparison of experimental and calculating frequency characteristics SWR and gain.

**Keywords:** tightly coupled array, dipole array, low-height, wide-angle scan.

Использование широкополосных антенных устройств (АУ) в многофункциональных технических системах, включающих несколько подсистем, дает возможность одновременного независимого использования одной и той же АУ разными подсистемами, например, для приема и передачи радиосигналов, навигации, измерения расстояний и т.д. [1]. За счет использования одной широкополосной АУ вместо нескольких узкополосных достигается снижение массогабаритных параметров и стоимости всей системы.

Недостатком используемых широкополосных излучателей типа Вивальди является большая высота профиля, достигающая, в зависимости от рабочей полосы, $3\lambda_B$ [2], где $\lambda_B$ - длина волны верхней границы рабочего диапазона. Новый тип широкополосных антенных решеток (АР) на основе связанных излучателей (в зарубежной литературе – Tightly Coupled Array – TCA) позволяет значительно снизить высоту профиля АР. Если в обычных АР стремятся снизить взаимную связь между излучателями, то в АР со связанными излучателями, наоборот, увеличивают емкостную связь излучателей между собой, что дает возможность увеличить электрическую длину каждого излучателя в АР и расширить рабочий диапазон вниз по частоте [3, 4].

Актуальным вопросом создания широкополосных АР является разработка конструкции излучателей, обеспечивающей технологичность и низкую стоимость производства. Применение связанных излучателей дает такую возможность.

Цель работы.

Снижение высоты профиля широкополосной АР за счет использования связанных излучателей.

Решаемые задачи.

1 Разработка конструкции сканирующей низкопрофильной широкополосной АР с высотой профиля не более $0{,}125\,\lambda_B$ и с коэффициентом перекрытия по частоте не менее 1,75.

2 Численное моделирование характеристик АР и их сравнение с экспериментальными.

Для реализации широкополосной АР использованы вибраторы с плечами прямоугольной формы, при этом для формирования сильной связи между излучателями края плечей соседних излучателей соприкасаются.

Конструкция 32-элементной АР приведена на рисунке 1.

Четыре линейки по 8 вибраторных излучателей размещены на горизонтальной печатной плате, расположенной над экраном 1. Плечи вибраторов представляют собой зоны металлизации 2 и 3 шириной около 0,2 . Запитка вибраторов осуществляется в точках 4. Соединение вибраторов с разъемами осуществляется с помощью печатных полосок на вертикальных печатных платах 6. Для увеличения жесткости конструкции использованы вертикальные платы 5, расположенные перпендикулярно относительно плат 6. Высота профиля АР составляет $0{,}125\,\lambda_B$. АР выполнена на фольгированном материале RO4003C.

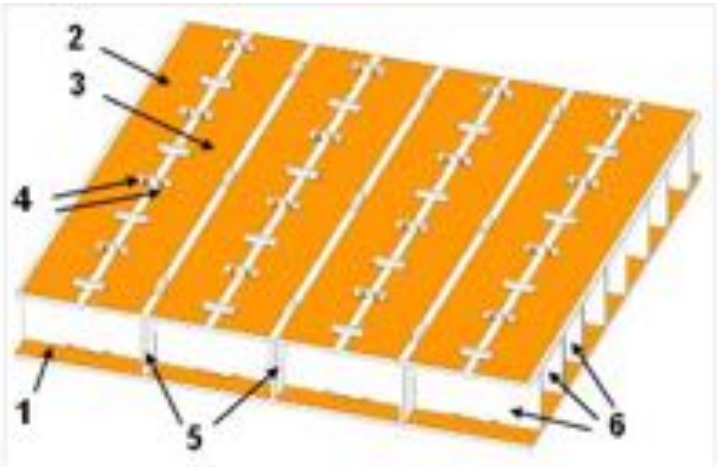



Рис. 1. Конструкция 32-элементной низкопрофильной АР со связанными вибраторными излучателями.

Для оценки возможности электронного сканирования диаграммы направленности (ДН) использована электродинамическая модель 64-элементной АР, в которую вводились фазовые набеги между излучателями. Расчетные ДН на верхней и нижней рабочих частотах приведены на рисунках 2 и 3. АР позволяет выполнять электронное сканирование в секторе до ±70° на верхней и нижней частоте без возникновения дифракционных лепестков.

Для проверки характеристик разработанной низкопрофильной широкополосной АР был изготовлен макет размером 8х4 элементов и измерены КСВ и коэффициент усиления (КУ) АР.

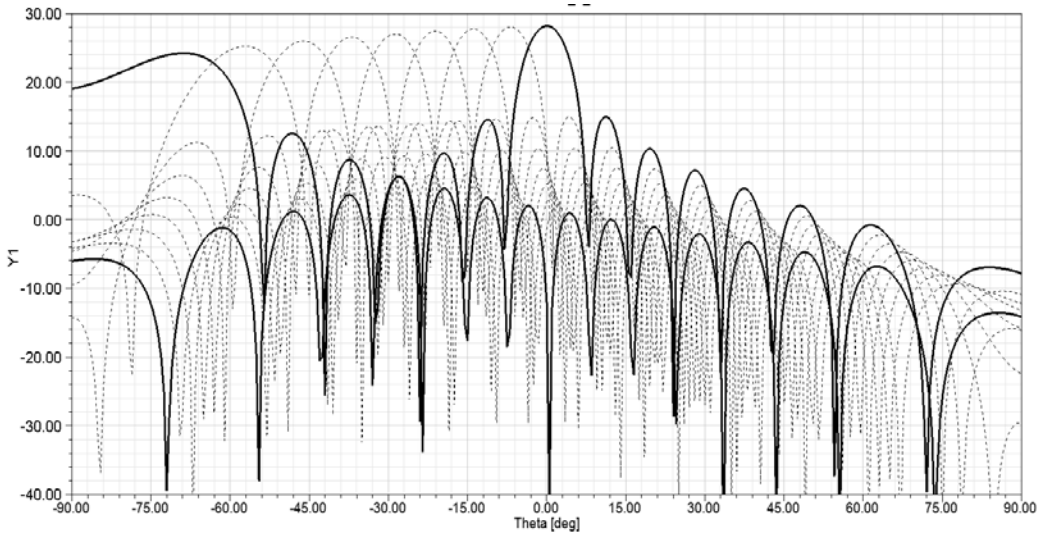



Рис.2. Расчетная ДН при сканировании на нижней частоте.

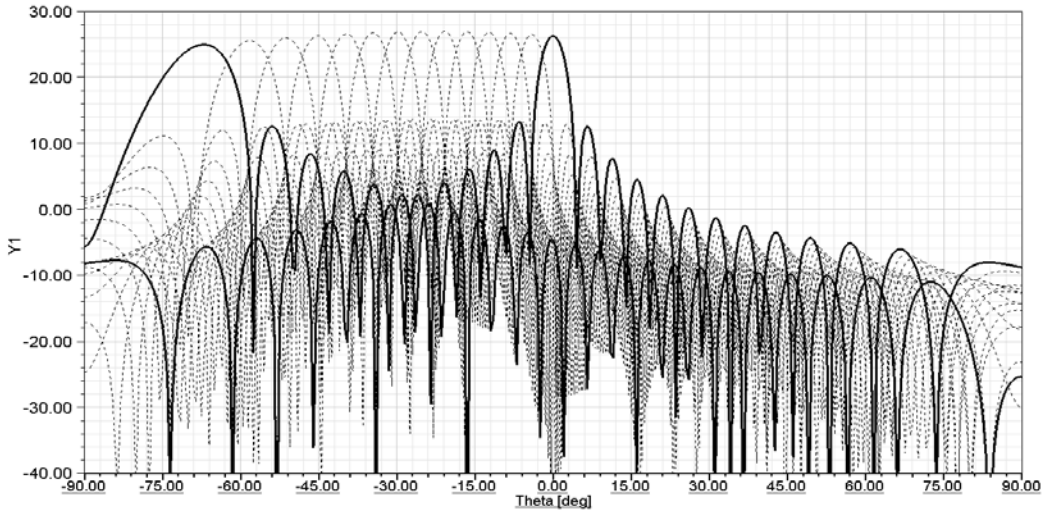
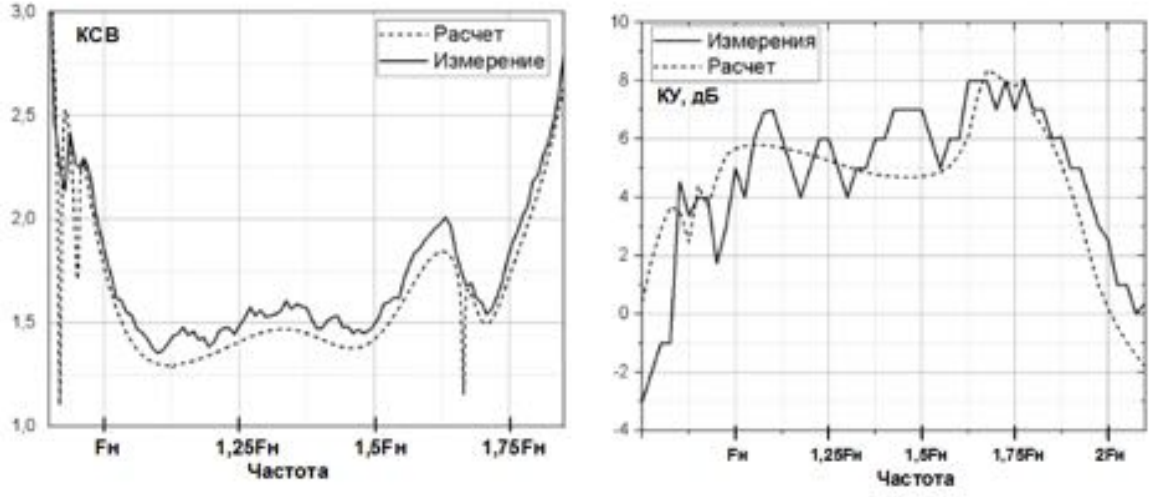



Рис.3. Расчетная ДН при сканировании на верхней частоте.

Расчетная и экспериментальная частотные зависимости КСВ АР приведены на рисунке 4а. Перекрытие границ рабочего диапазона частот по уровню КСВ = 2 не менее 1,75. Расхождение расчетной и экспериментальной характеристик не превышают 15%, за исключением локального минимума расчетной характеристики в верхней части рабочей полосы частот.

Расчетная и экспериментальная частотные зависимости КУ АР без отклонения луча приведены на рисунке 4б. Изменение КУ АР в полосе рабочих частот составляет 6 дБ. Расхождение расчетной и экспериментальной характеристик максимально в

середине рабочей полосы частот и составляет 29%, на остальных частотах расхождение не превышает 20%.




а) б)

Рис.4. Расчетные и экспериментальные частотные характеристики АР: а) КСВ; б) коэффициента усиления.

## Заключение

1 Представленная конструкция низкопрофильной сканирующей широкополосной АР на связанных вибраторных излучателях при высоте профиля $0{,}125\,\lambda_B$ имеет коэффициент перекрытия граничных частот рабочей полосы 1,75. АР обеспечивает широкоугольное электронное сканирование в секторе ±70° на верхней и нижней частотах без возникновения дифракционных лепестков.

2 Численное моделирование характеристик АР и их сравнение с экспериментальными показало расхождение, не превышающее 29% на отдельных частотных участках и не более 20% на остальных частотах.

## Литература

1. Задорожный В.В., Чиков Н.И. Развитие излучающих систем активных фазированных антенных решеток // Общие вопросы радиоэлектроники. 2019, № 1 (27), с.53 - 72.
2. Kindt R., Pickles W., “Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, Nov. 2010. no. 11, pp. 3568–3575.
3. Tzanidis I., Doane J.P., Sertel K., Volakis J.L. “Wheeler’s Current Sheet Concept and Munk’s Wideband Arrays,” *Proc. IEEE Int. Symp. Antenna and Propagation*, 2012.
4. Chen Y., Yang S., Nie Z. “A novel wideband antenna array with tightly coupled octagonal ring elements,” *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 124, 2012, pp.55 -70.

## References

1. Zadorozhnyy V.V., Chikov N.I. Razvitie izluchayushih system aktivnuh fazirovannyh antennyh reshetok. // Obshie voprosy radioelektroniki, 2019, No. 1 (27). - Pp. 53-72.
2. Kindt R., Pickles W., “Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, Nov. 2010. no. 11, pp. 3568–3575.

3. Tzanidis I., Doane J.P., Sertel K., Volakis J.L. "Wheeler's Current Sheet Concept and Munk's Wideband Arrays," *Proc. IEEE Int. Symp. Antenna and Propagation*, 2012.
4. Chen Y., Yang S., Nie Z. "A novel wideband antenna array with tightly coupled octagonal ring elements," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 124, 2012, pp.55 -70.

# ОБ ОДНОЙ ФОРМЕ РЕКУРРЕНТНЫХ СООТНОШЕНИЙ ДЛЯ ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПРОНИЦАЕМОСТИ МНОГОСЛОЙНЫХ ЭКРАНОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

С.А. Колычев [1], Н. С. Камалова[2]

[1] ВУНЦ ВВС "ВВА", Воронеж, Россия
[2]ФГБОУ№ ВО «ВГЛТУ им. Г.Ф. Морозова», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Традиционно при оценке характеристик плоскослоистых экранов с заданной структурой и радиофизическими параметрами слоёв используется метод, основанный на расчёте поверхностного импеданса экрана с помощью рекуррентных соотношений. По результатам этого расчёта определяются коэффициенты отражения и проницаемости экрана. В последнее время появился метод, основанный на физической модели концептуально аналогичной модели метода многократных отражений и не уступающий в эффективности традиционно применяемому методу. Этот метод не опирается на понятие импеданса и использует рекуррентные соотношения для расчёта самих указанных коэффициентов. Оба метода эквивалентны в плане конечного результата при оценке характеристик плоскослоистых экранов с заданной структурой и радиофизическими параметрами слоёв. В работе обосновывается возможность получить рекуррентные соотношения для рассматриваемых коэффициентов на основе добавления к нижележащей её составной части очередного слоя до полной охвата структуры в целом. В результате были получены соотношения, не содержат в явном виде параметров, описывающих состав и структуру экранов – компонент формируемого составного экрана. Такой подход даёт возможность проводить оценки ожидаемых характеристик составного экрана на основе экспериментальных данных о соответствующих характеристиках его компонент. При этом экраны - компоненты могут сами быть многослойными, иметь непрерывно изменяющиеся по толщине проницаемости. Приближённые оценки возможны даже в случаях, когда в компоненте встроены нерегулярности типа сетки и т.п.

**Ключевые слова:** экранирующие (радиопоглощающие) покрытия; коэффициенты отражения и проницаемости; падающая, отражённая и прошедшая волны.

# AN ESTIMATION OF WAITING EFFECT IN RESULT OF COMBINE OF RE-FLECTING (RADIO ABSORBING) SCREENS

S.A. Kolichev [1], N.S. Kamalovar[2]

[1] FSTMEI "AFA", Voronezh, Russia

[2] FSBEI of Higher Education «VSFEU of G.F. Morozov», Voronezh, Russia

**Abstract.** Traditionally, when evaluating the characteristics of flat-layered screens with a given structure and radiophysical parameters of the layers, a method is used based on calculating the surface impedance of the screen using recurrence relations. Based on the results of this calculation, the reflection and permeability coefficients of the screen are determined. Recently, a method has appeared that is based on a physical model of a conceptually similar model of the multiple reflection method and is not inferior in effectiveness to the traditionally used method. This method does not rely on the concept of impedance and uses recurrence relations to calculate the indicated coefficients themselves. Both methods are equivalent in terms of the final result when assessing the characteristics of plane-layered screens with a given structure and radiophysical parameters of the layers. The paper substantiates the possibility of obtaining recurrence relations for the considered coefficients on the basis of

adding to the underlying component of the next layer to the complete coverage of the structure as a whole. As a result, relations were obtained that do not explicitly contain parameters describing the composition and structure of the screens — the components of the composite screen being formed. This approach makes it possible to assess the expected characteristics of a composite screen based on experimental data on the corresponding characteristics of its components. In this case, the component screens can themselves be multilayer, have continuously varying permeability thicknesses. Approximate estimates are possible even in cases when irregularities of the grid type are built into the component, etc.

**Keywords:** reflecting (radio absorbing) screen; coefficient of reflection (penetration); distribution of electrical current and charge; falling, reflected and penetrated waves..

## 1. Введение

В основополагающей работе по электродинамике (акустике) слоистых сред [1] для теоретических оценок характеристик многослойных экранов используются два метода. Метод многократных отражений основан на простой физической модели взаимодействия электромагнитной волны с экраном, но при большом количестве слоёв он не эффективен. Традиционно используется другой метод, основанный на расчёте с помощью рекуррентных соотношений поверхностного импеданса экрана. По результатам этого расчёта определяются коэффициенты отражения и проницаемости экрана. В работе [2] предложен метод, основанный на физической модели концептуально аналогичной модели метода многократных отражений и не уступающий в эффективности традиционно применяемому методу. Этот метод не опирается на понятие импеданса и использует рекуррентные соотношения для расчёта самих указанных коэффициентов. Предложенный в [2] и традиционный методы эквивалентны в плане конечного результата при оценке характеристик плоскослоистых экранов с заданной структурой и радиофизическими параметрами слоёв.

## 2. Обоснование рекурентных соотношений

В работе [3] предложенным в [2] методическим подходом получены соотношения, позволяющие по известным коэффициентам отражения и проницаемости двух плоскослоистых экранов получить эти коэффициенты для составного экрана, полученного наложением этих исходных экранов. Можно, таким образом, наряду с рекуррентными соотношениями, построенными на переходах от одной границы раздела многослойной структуры к другой, получить рекуррентные соотношения для рассматриваемых коэффициентов на основе добавления к нижележащей её составной части очередного слоя до полной охвата структуры в целом..

Действительно, пусть есть N плоских экранов, пронумерованных натуральными числами (индекс $1 \le n \le N$), коэффициенты отражения и проницае-мости (угловые характеристики) которых на частоте $\omega$ известны. Тогда коэф-фициенты отражения и проницаемости составного экрана, получаемого в ре-зультате последовательного по индексу наложении экранов рассматриваемой совокупности на среду (полупространство $n = 0$) с известными коэффициента-ми отражения и проницаемости границы (угловыми характеристиками), могут быть полученными следующим образом.

Пусть часть описанной выше структуры экранов уже сформирована до $n = j$ включительно $(0 < j < N)$ . При добавлении экрана $n = j + 1$ сохраним вначале небольшую воздушную (вакуумную или иную) прослойкой между до-бавляемым и уже сформированной частью экрана. Выберем декартову систему координат с осью Z, ориентированной по нормали к поверхности экранов. Падающая плоская волна приходит из верхнего по этой оси свободного полупространства ( $n = N + 1$ ). Без ограничения общности нижнюю поверхность формируемого составного экрана можно считать совпадающей с координатной плоскостью {X, Y}. При этом ось X пусть лежит в плоскости падения волны.

Падающую на добавляемый экран волну электрического (магнитного) типа, отражённую и прошедшую через структуру волны, а также волновые поля в прослойке можно описать набором скалярных функций

$$\begin{aligned} u_i^{(-)}(x,z) &= a_i^{(-)} \exp(-ik_x x + i\chi_i z); \\ u_i^{(+)}(x,z) &= a_i^{(+)} \exp(-ik_x x - i\chi_i z), \end{aligned} \qquad (1)$$

в которых $a_i^{(\pm)}$ - постоянные, определяющие амплитуды колебаний напряжённости электрического поля волны (в случае её поляризации перпендикулярно плоскости падения) или напряжённости магнитного поля волны (в случае её поляризации в плоскости падения); индекс $i = 2$ соответствует свободному полупространству над добавляемым $j + 1$ экраном с падающей и отражённой волнами; индекс $i = 0$ соответствует полупространству под экраном $(n = 0)$ с прошедшей уже сформированную часть рассматриваемого составного экрана волной; индекс $i = 1$ – прослойке между добавляемым экраном и исходными экранами; $k_x = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}\sin(\theta)$ – составляющая волнового вектора вдоль оси X; $\chi_{1(2)} = \chi = \sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0 - k_x^2} = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}\cos(\theta)$ – составляющая волнового вектора вдоль оси Z в прослойке и верхнем полупространстве, а $\chi_3 = \sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0\hat{\varepsilon}_0\hat{\mu}_0 - k_x^2}$ – в нижнем полупространстве; $\omega$ - угловая частота электромагнитных колебаний; $\theta$ – угол падения волны на экран; $\varepsilon_0$ - электрическая, $\mu_0$ - магнитная постоянные, а $\hat{\varepsilon}_0$ и $\hat{\mu}_0$ – комплексные относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости нижнего полупространства соответственно. Верхний индекс (+) соответствует волнам, распространяющимся в направлении оси Z, индекс (–) – волнам, распространяющимся в противоположном этой оси направлении.

Волна, отражённая от описанной выше структуры из добавляемого экрана, прослойки и сформированной части рассматриваемого составного экрана, описывается выражением

$$u_2^{(+)}(x,z) = \nu_{j+1,0}^{-} a_2^{(-)} \exp(-ik_x x - i\chi(z - 2z_{up,2})) \qquad (2)$$

где $\nu^{-}_{j+1,0}$ – коэффициент отражения при приходе падающей волны в направлении противоположном направлению оси Z; $z_{up,2}$ - значение координаты z, соответствующее верхней границе этой структуры (верхней по оси Z поверхности добавляемого экрана $n = j+1$). Аналогичное выражение для прошедшей эту структуру волны имеет вид

$$u_0^{(-)}(x,z) = \tau^{-}_{j+1,0} a_2^{(-)} \exp(-ik_x x + i\chi(z + z_{up,2} - z_{0,dn})) \tag{3}$$

Здесь $\tau^{-}_{j+1,0}$ – коэффициент проницаемости структуры при приходе падающей волны в направлении противоположном направлению оси Z, $z_{0,dn}$ – значение координаты z, соответствующее границе между нижним по оси Z полупространством и областью, занятой составным экраном (уже сформированной его частью). При оговоренном выше выборе системы координат $z_{0,dn} = 0$. Эта же прошедшая волна может быть выражена через коэффициент проницаемости уже сформированной части экрана $\tau^{-}_{j,0}$ и характеристики волны, распространяющейся в прослойке от добавляемого экрана к этой его части (т.е. в направлении противоположном направлению оси Z)

$$u_0^{(-)}(x,z) = \tau^{-}_{j,0} a_1^{(-)} \exp(-ik_x x + i\chi(z + z_{dn,1} - z_{0,dn})) \tag{4}$$

где $z_{dn,1}$ – значение координаты z, соответствующее границе между прослойкой и областью, занятой уже сформированной частью рассматриваемого составного экрана.

Отражённая от структуры волна в свою очередь может рассматриваться как наложение волн, одна из которых представляет собой результат отражения падающей волны только (собственно) от добавляемого экрана, а другая результат проникновения через него волны $u_1^{(+)}(x,z)$, распространяющейся в прослойке в направлении оси Z

$$\begin{aligned} u_2^{(+)}(x,z) = (&\nu^{-}_{j+1} a_2^{(-)} \exp(-i\chi(z - 2z_{up,2})) \\ &+ \tau^{+}_{j+1} a_1^{(+)} \exp(-i\chi(z + z_{1,up} - z_{up,2}))) \exp(-ik_x x) \end{aligned} \tag{5}$$

где $\nu^{-}_{j+1}$ – коэффициент отражения от добавляемого экрана при падении волны в направлении противоположном направлению оси Z; $\tau^{+}_{j+1}$ – коэффициент проницаемости добавляемого экрана при падении на него волны в направлении оси Z, $z_{1,up}$ – значение координаты z, соответствующее границе между прослойкой и этим экраном.

Волну $u_1^{(-)}(x,z)$ в прослойке, распространяющуюся от добавляемого экрана к уже сформированной части рассматриваемого составного экрана, можно считать наложением волны, прошедшей через добавляемый экран, и волны, образовавшейся в результате отражения от этого экрана волны $u_1^{(+)}(x,z)$

$$\begin{aligned} u_1^{(-)}(x,z) = (&\tau^{-}_{j+1} a_2^{(-)} \exp(+i\chi(z + z_{up,2} - z_{1,up})) \\ &+ \nu^{+}_{j+1} a_1^{(+)} \exp(+i\chi(z - 2z_{1,up}))) \exp(-ik_x x) \end{aligned} \tag{6}$$

где $\tau_{j+1}^{-}$ – коэффициент проницаемости дополнительного экрана при падении на него волны в направлении противоположном направлению оси Z, $\nu_{j+1}^{+}$ – коэффициент отражения от этого экрана при падении на него волны в направлении оси Z. Наконец волна $u_1^{(+)}(x,z)$ в прослойке, распространяющаяся в направлении оси Z, образуется в результате отражения волны $u_1^{(-)}(x,z)$ от уже сформированной части рассматриваемого составного экрана

$$u_1^{(+)}(x,z) = \nu_{j,0}^{-} a_1^{(-)} \exp(-ik_x x - i\chi(z - 2z_{dn,1})) \qquad (7)$$

где $z_{dn,1}$ – значение координаты z, соответствующее нижней границе прослойки.

Из соотношений (6, 7) можно выразить $a_1^{\pm}$ через амплитуду падающей на составной экран волны

$$a_1^{(-)} = \frac{\tau_{j+1}^{-} \exp(+i\chi(z_{up,2} - z_{1,up})) a_2^{(-)}}{1 - \nu_{j+1}^{+}\nu_{j+1}^{-} \exp(-2i\chi(z_{1,up} - z_{dn,1}))}; \; a_1^{(+)} = \nu_{j+1}^{-} a_1^{(-)} \exp(2i\chi z_{dn,1}) \qquad (8)$$

Приравнивая (2) и (5) и подставляя в полученное равенство выражения (8), для коэффициента отражения составного экрана можно получить выражение

$$\nu_{j+1,0}^{-} = \frac{\nu_{j+1}^{-} + (\tau_{j+1}^{+}\tau_{j+1}^{-} - \nu_{j+1}^{+}\nu_{j+1}^{-})\nu_{j,0}^{-} \exp(-2i\chi(z_{1,up} - z_{dn,1}))}{1 - \nu_{j+1}^{+}\nu_{j,0}^{-} \exp(-2i\chi(z_{1,up} - z_{dn,1}))} \qquad (9)$$

Из выражений (3, 4) и (8) аналогичным образом можно получить выражение для коэффициента прозрачности этого экрана

$$\tau_{j+1,0}^{-} = \frac{\tau_{j}^{-}\tau_{j,0}^{-} \exp(-i\chi(z_{1,up} - z_{dn,1}))}{1 - \nu_{j}^{+}\nu_{j,0}^{-} \exp(-2i\chi(z_{1,up} - z_{dn,1}))} \qquad (10)$$

Предельный переход при $z_{1,up}$, стремящемся к $z_{dn,1}$, в соотношениях (9, 10) позволяет получить искомые рекуррентные соотношения, выражающие коэффициенты отражения и проницаемости после очередного (j+1-го) шага формирования составного экрана через эти коэффициенты, полученные на предыдущем (j-ом) шаге этого процесса,

$$\nu_{j+1,0}^{-} = \frac{\nu_{j+1}^{-} + (\tau_{j+1}^{+}\tau_{j+1}^{-} - \nu_{j+1}^{+}\nu_{j+1}^{-})\nu_{j,0}^{-}}{1 - \nu_{j+1}^{+}\nu_{j,0}^{-}}; \; \tau_{j+1,0}^{-} = \frac{\tau_{j+1}^{-}\tau_{j,0}^{-}}{1 - \nu_{j+1}^{+}\nu_{j,0}^{-}} \qquad (11)$$

В важном в практическом отношении случае, когда каждый из используемых при формировании составного экрана компонент представляет собой слой однородного материала (т.е. при послойном формировании рассматриваемого составного экрана), выполняются соотношения:

$$\tau_j = \frac{\tau_{0,j}\tau_{j,0} \exp(-i\gamma_j d_j)}{1 - \nu_{0,j}^2 \exp(-2\gamma_j d_j)}; \nu_j^{-} = \nu_j^{+} = \nu_j = \nu_{0,j} \frac{1 - \exp(-2\gamma_j d_j)}{1 - \nu_{0,j}^2 \exp(-2\gamma_j d_j)}, \qquad (12)$$

в которых $\tau_{0,j}$, $\tau_{j,0}$ - коэффициенты проницаемости плоской границы полупространств, свободного и заполненного веществом слоя $j$ при падении плоской волны из свободного и из заполненного полупространства соответственно, а $\nu_{0,j}$ коэффициент отражения от этой границы при падении волны из свободного полупространства:

$$\nu_{0,j} = -\nu_{j,0} = \frac{\chi_0 - \chi_j / \hat{\mu}_j}{\chi_0 + \chi_j / \hat{\mu}_j}, \tau_{0,j} = \frac{2\chi_0}{\chi_0 + \chi_j / \hat{\mu}_j}, \tau_{j,0} = \frac{2\chi_j / \hat{\mu}_j}{\chi_0 + \chi_j / \hat{\mu}_j}, \qquad (13)$$

для поляризации, перпендикулярной плоскости падения;

$$\nu_{0,j} = -\nu_{j,0} = \frac{\chi_0 - \chi_j / \hat{\varepsilon}_j}{\chi_0 + \chi_j / \hat{\varepsilon}_j}, \tau_{0,j} = \frac{2\chi_0}{\chi_0 + \chi_j / \hat{\varepsilon}_j}, \tau_{j,0} = \frac{2\chi_j / \hat{\varepsilon}_j}{\chi_0 + \chi_j / \hat{\varepsilon}_j}, \qquad (14)$$

для поляризации в плоскости падения. Здесь при определении коэффициен-тов отражения и проницаемости волн, поляризованных в плоскости падения, подразумеваются соответствующие соотношения между напряжённостями магнитного поля.

Рекуррентные соотношения (11) в этом частном случае послойного формирования многослойного покрытия принимают вид

$$\nu^{-}_{j+1,0} = \frac{\nu_{j+1} + (\tau^2_{j+1} - \nu^2_{j+1})\nu^{-}_{j,0}}{1 - \nu_{j+1}\nu^{-}_{j,0}}; \ \tau^{-}_{j+1,0} = \frac{\tau_{j+1}\tau^{-}_{j,0}}{1 - \nu_{j+1}\nu^{-}_{j,0}}, \qquad (15)$$

Соотношения (11), (16) можно использовать, начиная с $j = 0$. При этом в качестве $\nu^{-}_{0,0}$ и $\tau^{-}_{0,0}$ должны использоваться соответствующие выражения (14) или (15) для коэффициентов отражения и проницаемости границы между свободным полупространством и полупространством, заполненным материалом, на поверхность которого наносится формируемое покрытие.

## 3. Заключение

Раздел В заключение следует заметить, что выражения (9…11) не содержат в явном виде параметров, описывающих состав и структуру экранов – компонент формируемого составного экрана. Это даёт возможность проводить оценки ожидаемых характеристик составного экрана на основе экспериментальных данных о соответствующих характеристиках его компонент. При этом экраны - компоненты могут сами быть многослойными, иметь непрерывно изменяющиеся по толщине проницаемости. Приближённые оценки возможны даже в случаях, когда в компоненте встроены нерегулярности типа сетки и т.п.

## Литература

1. Бреховских Л .М. Волны в слоистых средах. М.: Изд-во АН СССР, 1957. – 502 с.
2. Колычев С. А. Отражение электромагнитных волн от плоских многослойных экранов // Антенны, 2007, – № 8. - С. 3-6.

3. Марков, Г.Т., Чаплин, А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М., Радио и связь, 1983. – 296 с.
4. Хёнл, Х., Мауэ, А Теория дифракции. М: Мир, 1964 – 428с..

## REFERENCES

1. Brekhovskih L .M. Volny v sloistyh sredah. M.: Izd-vo AN SSSR, 1957. – 502 s.
2. Kolychev S. A. Otrazhenie elektromagnitnyh voln ot ploskih mnogoslojnyh ekranov // Antenny, 2007, – № 8. - S. 3-6.
3. Markov, G.T., CHaplin, A.F. Vozbuzhdenie elektromagnitnyh voln. M., Radio i svyaz', 1983. – 296 s.
4. Hyonl, H., Maue, A Teoriya difrakcii. M: Mir, 1964 – 428s.

# ОБ ОПЫТЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДКМВ ДИАПАЗОНА НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

И. Ю. Хлопушин[1], А. А. Цветнов[1]

[1]АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, РФ

**Аннотация.** Рассматриваются принцип построения и особенности проектирования антенных согласующих устройств ДКМВ диапазона на отечественной элементной базе. Рассмотрены преимущества и перспективы применения отечественных ЭРИ.

**Ключевые слова:** антенное согласующее устройство, реле, датчик.

# ABOUT DESIGN EXPERIENCE OF ANTENNA COUPLERS DCMV RANGE ON THE DOMESTIC ELEMENT BASE

Khlopushin I. Yu.[1], A. A. Tsvetnov[1]

[1]JSC " NPP "Polet", Nizhny Novgorod, RF

**Abstract.** The principle of construction and design features of antenna couplers DCMV range on the domestic element base. The advantages and application prospects of the domestic ERI.

**Keywords:** antenna coupler, relay, sensor.

## 1. Введение

Современные авиационные системы радиосвязи, работающие в ДКМВ диапазоне, должны обеспечивать надежную, бесперебойную работу с широким спектром разнотипных антенн, размещаемых на летательных аппаратах (ЛА). В этой связи важной является задача согласования радиочастотных фидеров передающей аппаратуры с антеннами различных типов в широкой полосе частот, от успешного решения которой напрямую зависят достоверность передачи информации, дальность и оперативность связи, масса и габариты бортовых радиостанций и комплексов радиосвязи.

В настоящее время задача решается с помощью антенного согласующего устройства (АСУ), основная функция которого – приведение с максимально достижимой точностью комплексного импеданса антенны к волновому сопротивлению радиочастотного фидера.

Основными характеристиками АСУ являются:

- надежность, точность согласования (КБВ $\geq$ 0,6);
- коэффициент полезного действия (КПД $\geq$ 0,6…0,7);
- среднее время согласования (в зависимости от вида согласования:

«по алгоритму» 3-5 с, «по памяти» до 100 мс на ранее запрограммированных частотах).

До настоящего времени в ДКМВ радиостанциях, а именно в блоках АСУ ДКМВ диапазона применялось большое число электронных радио-изделий (ЭРИ) зарубежного производства (высокочастотные вакуумные реле, микроконтроллер, датчики давления и

температуры, высокочастотный транзистор и др.). В связи с частыми перебоями в поставках ЭРИ импортного производства, а также резким ухудшением их качества и надежности, наши предприятия – изготовители радиостанций и комплексов связи терпят большие убытки из-за не выполнения в срок договоров поставок, при оснащении и гарантийном обслуживании поставляемых на объекты комплексов связи.

В то же время на предприятиях РФ («НИИЭТ», г. Воронеж, «НИИЭМП», г. Пенза, «МСИДАТ «МИКРОСИСТЕМЫ И ДАТЧИКИ», г. Энгельс и др.) разработаны и выпускаются серийно ЭРИ, являющиеся функциональными аналогами зарубежных ЭРИ. Причем многие отечественные ЭРИ не уступают зарубежным по техническим и эксплуатационным характеристикам. Таким образом, сегодня реально изготовить блоки АСУ с применением только отечественной элементной базы, не уступающие по своим техническим и эксплуатационным характеристикам аналогичным зарубежным образцам.

## 2. Основная часть

Существует несколько типов АСУ, каждый из которых характеризуются рядом особенностей, от которых напрямую зависит работа антенно-фидерного тракта (АФТ) и радиостанции в целом, а именно:

- АСУ с использованием дискретных, либо дискретных с плавной подстройкой элементов настройки.

- Широкополосные согласующие устройства (ШСУ), реализующие согласование антенн с радиочастотным фидером во всем рабочем диапазоне частот без применения дискретной настройки (подстройки).

- АСУ «распределенного» типа (АСУРТ) на основе согласующих контуров распределенного типа.

На рисунке 1 приведена типовая электрическая структурная схема блока АСУ дискретного типа.

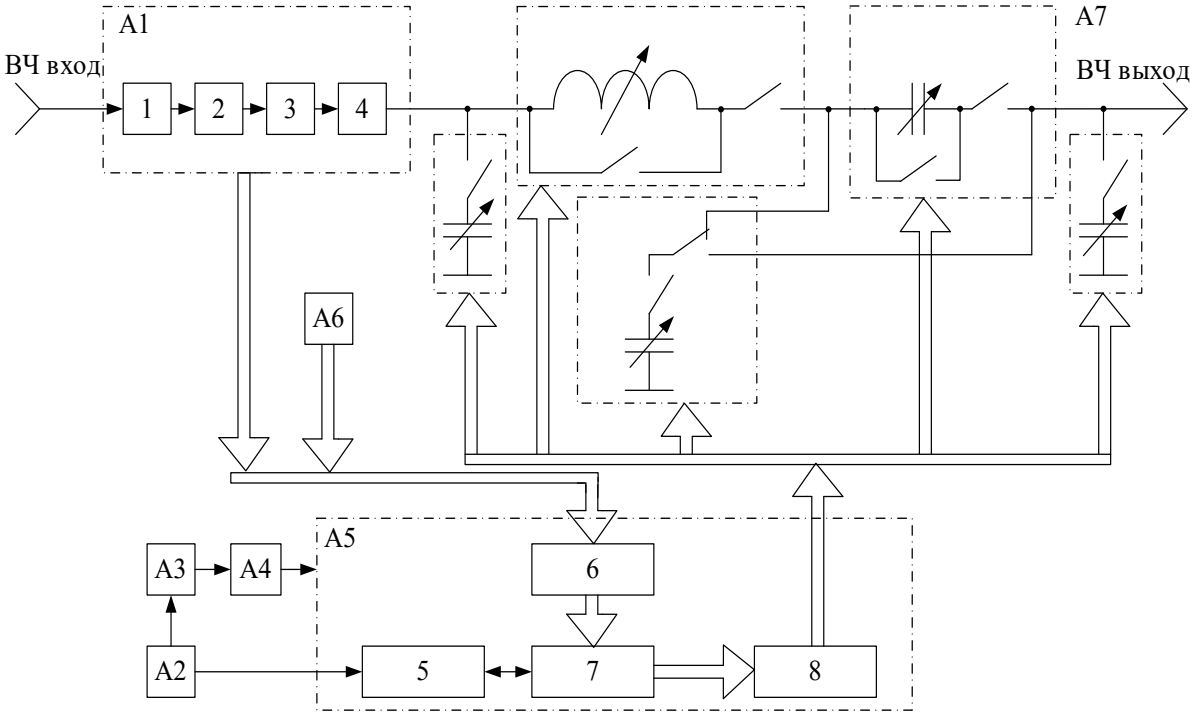



Рис. 1. Структурная схема блока АСУ.

На рисунке 1 обозначены:

А1 – субблок датчиков, состоящий из датчиков X (1), R (2), G (3), КБВ (4);

А2 – А4 – элементы устройства питания;

А5– устройство управления, состоящее из формирователя интерфейса (5), преобразователя (6), микроконтроллера (7), выходных ключей (8);

А6 – термо-бародатчики;

А7 – согласующий контур с элементами коммутации.

В каждом из них на ключевых позициях, по причине отсутствия отечественных аналогов, применялись зарубежные ЭРИ. Это высокочастотные вакуумные реле американских фирм KILOVAC, JENNINGS и GIGAVAC, датчик абсолютного давления Motorola, датчик температуры Dallas, микроконтроллер Atmel и др. Теперь вместо этих ЭРИ применены отечественные аналоги, а именно реле производства НИИЭМП (г. Пенза), датчики давления производства НПК «Технологический центр» (г. Зеленоград) и температуры производства ЗАО «ОКБ МЭЛ» (г. Калуга), микроконтроллер, изготовленный в НИИЭТ (г. Воронеж). Остановимся подробнее на этих элементах.

1. НИИЭМП является единственным в России предприятием – изготовителем высокочастотных вакуумных выключателей и переключателей, используемых для коммутации элементов согласования в АСУ. Ранее применение отечественных реле в малогабаритных блоках АСУ ДКМВ диапазона, к которым предъявляются высокие требования по температуре, атмосферному давлению, случайной широкополосной вибрации и др., было весьма затруднительно. Поэтому и был сделан выбор в пользу импорта, а именно реле производства KILOVAC, JENNINGS и GIGAVAC, обладающих более высокими электрическими, механическими и эксплуатационными характеристиками. Однако "беспроблемное" применение длилось очень недолго –

зарубежные реле зачастую поступали бракованными или быстро выходили из строя в процессе регулировки и испытаний. Постепенно и специалисты НИИЭМП разработали новые реле, не уступающие, а по ряду параметров и превосходящие импортные аналоги. В частности, в малогабаритных бортовых блоках АСУ мощностью до 100 Вт успешно применяются поляризованные выключатели В2Д-2В-27, основные технические характеристики которых приведены в таблице 1.

Таблица 1. Основные технические характеристики выключателей В2Д-2В-27

| № п/п | Наименованиетехническойхарактеристики | Значение |
|---|---|---|
| 1 | Испытательное напряжение на частоте 50 Гц, кВ (ампл. значение) | 8,5 |
| 2 | Номинальное напряжение на частоте 30 МГц, кВ (ампл. значение) | 4 |
| 3 | Номинальный ток на частоте 30 МГц, А (действующее значение) | 12 |
| 4 | Диапазонрабочихчастот, МГц | 1,5 – 120 |
| 5 | Емкость межконтактная и замкнутых контактов относительно корпуса, пФ (макс.) | 1,6 |
| 6 | Сопротивлениеконтактов, Ом (макс.) | 0,02 |
| 7 | Времясрабатывания, мс (макс.) | 3 |
| 8 | Напряжениепитания, В | 27 |
| 9 | Сопротивлениеобмотки управления, Ом | 100 |
| 10 | Масса, г (макс.) | 22 |

Однако и у них есть существенный недостаток – по техническим условиям максимальное виброускорение всего 10g, а требуется не менее 20g. Но выход был найден в разработке и применении в блоке АСУ внутренних амортизаторов собственного производства на основе резиновой смеси ИРП-1354.

2. Датчик давления необходим для контроля уровня воздушного давления в блоке АСУ. Ранее в блоках применялся датчик давления MPXH6115A6U, производстваMotorola, США. В новых блоках АСУ применен отечественный аналог – преобразователь абсолютного давления (тензомодуль) ТДМ-203, производимый НПК «Технологический центр» (г. Зеленоград).

Тензомодули ТДМ203 предназначены для измерения и преобразования абсолютного давления газовых и жидких неагрессивных сред в электрический аналоговый выходной сигнал. Тензочувствительный кристалл ИПД монтируется в корпус в составе сборки (чувствительного элемента давления), обеспечивающей механическую развязку от корпуса. Между кристаллом ИПД и кремниевой крышкой (прокладкой защитной) в процессе сборки образована вакуумная полость. Кремниевые детали ЧЭД соединены в вакууме стеклом. Конструкция тензомодуля обеспечивает защиту электрической схемы кристалла ИПД и выводов от воздействия влаги воздуха.

Характеристики приведены в таблице 2.

Таблица 2. Технические характеристики тензомодуля ТДМ-203

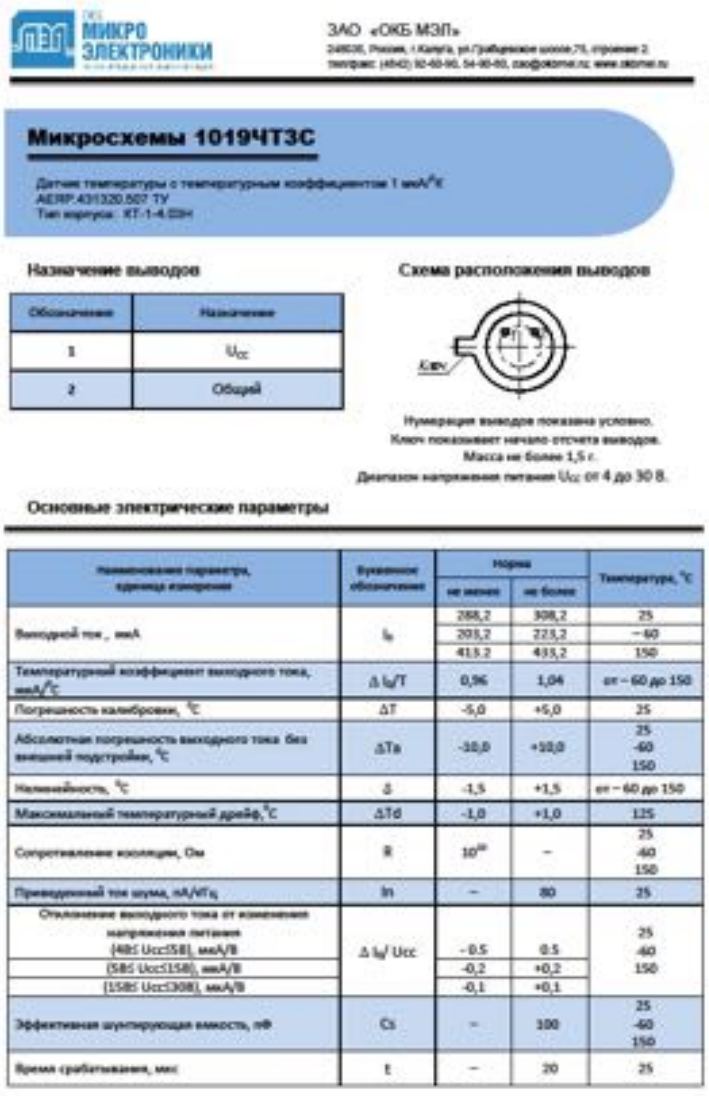
| № п/п | Наименованиехарактеристики | Значение |
|---|---|---|
| 1 | Верхний предел преобразуемого давления, $P_{ном}$, МПа | 0,04;0,063;0,1;0,16;0,25;0,4;0,63 |
| 2 | Выходное напряжение при Р=0, мВ | - 6 ... + 6 |
| 3 | Диапазон изменения выходного напряженияпри Р=Рном, мВ | 40 ... 150 |
| 4 | Нелинейность выходной характеристики, % | не более 0,25 |
| 5 | Температурный коэффициент чувствительности, % /10°С | не более 0,25 |

Диапазон рабочих температур: минус 50 ... 80°С.

Повышенная предельная температура среды: 125°С;

Пониженная предельная температура среды: минус 60°С.

3. Датчик температуры используется для контроля температуры внутри блока АСУ. Ранее в блоках применялся датчик DS1629S производства фирмы Dallas, США. В настоящее время в России разработан аналог этого датчика – 1019ЧТ3С. Технические характеристики этого датчика приведены на рисунке 2.



ЗАО «ОКБ МЭП»

**Микросхемы 1019ЧТ3С**

Датчик температуры с температурным коэффициентом 1 мкА/°К

АЕЯР.431320.507 ТУ

Тип корпуса: КТ-1-4.03Н

**Назначение выводов**

| Обозначение | Назначение |
|---|---|
| 1 | $U_{CC}$ |
| 2 | Общий |

**Схема расположения выводов**

Нумерация выводов показана условно.
Ключ показывает начало отсчета выводов.
Масса не более 1,5 г.
Диапазон напряжения питания $U_{CC}$ от 4 до 30 В.

**Основные электрические параметры**

| Наименование параметра, единица измерения | Буквенное обозначение | Норма | | Температура, °С |
|---|---|---|---|---|
| | | не менее | не более | |
| Выходной ток, мкА | $I_в$ | 268,2 | 308,2 | 25 |
| | | 203,2 | 223,2 | −60 |
| | | 413,2 | 493,2 | 150 |
| Температурный коэффициент выходного тока, мкА/°С | $\Delta I_в/T$ | 0,96 | 1,04 | от −60 до 150 |
| Погрешность калибровки, °С | $\Delta T$ | -5,0 | +5,0 | 25 |
| Абсолютная погрешность выходного тока без внешней подстройки, °С | $\Delta Ta$ | -10,0 | +10,0 | 25<br>-60<br>150 |
| Нелинейность, °С | $\delta$ | -1,5 | +1,5 | от −60 до 150 |
| Максимальный температурный дрейф, °С | $\Delta Td$ | -1,0 | +1,0 | 125 |
| Сопротивление изоляции, Ом | R | $10^{10}$ | – | 25<br>40<br>150 |
| Приведенный ток шума, пА/√Гц | In | – | 80 | 25 |
| Отклонение выходного тока от изменения напряжения питания (4В≤ Ucc≤5В), мкА/В | $\Delta I_в/ Ucc$ | - 0.5 | 0.5 | 25<br>40<br>150 |
| (5В≤ Ucc≤15В), мкА/В | | -0,2 | +0,2 | |
| (15В≤ Ucc≤30В), мкА/В | | -0,1 | +0,1 | |
| Эффективная шунтирующая емкость, пФ | Cs | – | 100 | 25<br>-60<br>150 |
| Время срабатывания, мкс | t | – | 20 | 25 |

Рис. 2. Описание датчика 1019ЧТ3С.

4. Микроконтроллер – основной элемент устройства управления блока АСУ, важнейшими характеристиками которого является время настройки АСУ на заданной частоте «по алгоритму» и настройка АСУ «по памяти». До последнего времени применялся микроконтроллер Atmega128 производства американской фирмы Atmel.

В Воронежском НИИ электронной техники разработан полный функциональный и конструктивный аналог Atmega128 – микроконтроллер 1887ВЕ7Т (рисунок 3).

**8-разрядный AVR RISC микроконтроллер с внутрисистемно программируемой Flash- памятью 128 Кбайт**

**Основные характеристики:**

*Общие характеристик*

8-разрядная RISC архитектура;
тактовая частота 8 МГц ;
напряжение питания 5 В ± 10%;
режим полной статики;
встроенный двухцикловый умножитель 8х8 бит;
ближайший функциональный аналог - ATmega128.

*Устройства памяти*

внутрисистемная самопрограммируемая флэш-память программ128 Кбайт;
ЭСППЗУ данных 4 Кбайт;
ОЗУ 4 Кбайт;
объём адресуемой внешней памяти 64 Кбайт;
программируемая защита кода программы.

*Интерфейсы и порты*

53 программируемых линий ввода/вывода;
2 программируемых последовательных порта USART;
последовательный периферийный интерфейс SPI с возможностью внутрисхемного программирования;
байт-ориентированный двухпроводной последовательный интерфейс TWI;
интерфейс JTAG

*Периферийные устройства*

два 8-битных таймера/счетчика с раздельными предделителями и режимами сравнения;
два 16-битных таймера/счетчика с раздельными предделителями, режимами сравнения и захвата;
счетчик реального времени с отдельным генератором;
два 8-разрядных канала ШИМ;
шесть каналов ШИМ с программируемым разрешением от 2 до 16 бит;
встроенный 10-битный 8-канальный АЦП;
встроенный аналоговый компаратор;
встроенный калиброванный RC-генератор;
программируемый сторожевой таймер со встроенным генератором.
количество режимов пониженного энергопотребления - 6

**1887ВЕ7Т**

Корпус 4203.64-2

**Основные области применения:**

встроенные цифровые системы управления и обработки данных;
авионика;
средства радиосвязи и РЭБ;
РЛС наземного, авиационного и морского базирования
промышленные и специальные системы автоматики.

Рис. 3. Описание микроконтроллера 1887ВЕ7Т

Наличие 32 рабочих регистров в данном микроконтроллере позволяет сократить время обработки команд управления, что уменьшает время настройки блока. В EEPROM микроконтроллера емкостью 4К хранятся результаты настройки на 500 каналах частот, её отсутствие приведёт к введению в плату управления АСУ дополнительных микросхем памяти и, следовательно, увеличению габаритов субблока управления, дополнительным затратам.

Отечественная элементная база имеет ряд преимуществ по сравнению с импортной, в частности: при производстве отечественных ЭРИ используются металло-керамические радиационностойкие корпуса, обеспечивающие работоспособность в более широком диапазоне температур (как правило, от минус 60°С до 125°С), точность измерения давления у отечественного тензомодуля выше в 3 раза.

## 3. Заключение

Реализация государственной программы импортозамещения в радиопромышленности, в частности, создание блоков АСУ, а в будущем и радиостанций, комплексов связи, исключительно на отечественной элементной базе – одна из важнейших стратегических задач, решение которой ведет к обеспечению обороноспособности и суверенитета нашей страны. Еще совсем недавно о создании «полностью российских» конкурентоспособных на мировом рынке блоков АСУ нельзя было и мечтать, но сегодня это – абсолютная реальность.

## Литература

1. ОАО «НИИЭМП». Каталог продукции. - Пенза, 2012. – 94 с.
2. НИИЭТ. Интегральные микросхемы. Каталог. - Воронеж, 2014. – 50 с.

## References

1. OAC «NIIEMP». Productcatalog. – Penza, 2012. – 94 p.
2. NIIAT. Integratedmicrocircuits. Catalog. – Voronez, 2014. – 50 p.

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОТДЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, НАХОДЯЩИХСЯ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ

В. М. Артюшенко[1], В. И. Воловач[2]

[1]Технологический университет (МГОТУ), Королев, Россия
[2]Поволжский государственный университет сервиса (ПВГУС), Тольятти, Россия

**Аннотация.** Проведен анализ влияния мультипликативных помех на характеристики фазированных антенных решеток, широко применяемых в авиационной и ракетно-космической отрасли. Проанализировано влияние мультипликативных помех на диаграмму направленности фазированных антенных решеток. Показано, что на работу синтезированных решеток могут оказывать существенное влияния помехи с относительно большим временем корреляции или периодом, то есть сравнительно медленные изменения амплитуды и фазы.

**Ключевые слова:** фазированная антенная решетка; мультипликативная помеха; диаграмма направленности; фазовые сдвиги и времена запаздывания.

# DETERMINATION OF INDIVIDUAL CHARACTERISTICS OF PHASED ARRAY ANTENNAS EXPOSED TO MULTIPLICATIVE NOISE

V. M. Artyushenko[1], V. I. Volovach[2]

[1]Technological university (MSRTU), Korolev, Russia
[2]Volga region state university of service (VRSUS), Togliatty, Russia

**Abstract.** The analysis of the effect of multiplicative noise on the characteristics of phased array antennas, especially widely used in the aviation and space industry, is carried out. The influence of multiplicative noise on the directional pattern of phased array antennas is analyzed. It is shown that the operation of synthesized lattices can be significantly affected by noise with a relatively long correlation time or period, that is, relatively slow changes in the amplitude and phase.

**Keywords:** phased array antenna; multiplicative interference; directional pattern; phase shifts and lag times.

## 1. Введение

Как известно, широкое применение в авиационной и ракетно-космической отрасли, радиолокации и радиоастрономии и в целом ряде других отраслей для направленного излучения и пеленгации сигналов нашли многоэлементные антенны с электрическим управлением положения луча – фазированные антенные решетки (ФАР) [1–3 и пр.]. В некоторых радиолокационных станциях (РЛС), когерентные РЛС бокового обзра, также применяются синтезированные антенные решетки, эквивалентные по способам обработки сигналов фазированным антенным решеткам [4].

Фазированные антенные решетки весьма чувствительны к фазовым и амплитудным ошибкам – отклонения соотношений фаз и амплитуд сигналов в отдельных элементах решетки, отдельных излучателей, от значений, необходимых для формирования заданной диаграммы направленности [5].

Влияние на характеристики ФАР фазовых и амплитудных ошибок, вызываемых разбросом и нестабильностью параметров решетки и искажениями фронта падающей волны, подробно рассмотрены в [2, 6, 7].В указанных работах предполагается, что изменения параметров антенны или характеристик поля происходит достаточно медленно, и временные характеристики ошибок можно не учитывать. Однако, при определенных условиях источником фазовых и амплитудных ошибок в ФАР могут являться также быстрые фазовые и амплитудные искажения принимаемых или излучаемых сигналов – мультипликативные помехи (МП). Рассмотрим и проанализируем влияние МП на характеристики ФАР. При этом будем предполагать, что другие источники ошибок отсутствуют.

## 2. Диаграмма направленности ФАР при наличии мультипликативных помех

Рассмотрим диаграмму направленности (ДН) плоской ФАР при наличии мультипликативных помех. Мультипликативные помехи практически не влияют на ДН отдельных излучателей, элементарных антенн, составляющих решетку, но изменяют множитель решетки. Так как в пределах рабочего сектора углов отдельные излучатели обычно являются слабонаправленными, множитель решетки в достаточной мере характеризует ее ДН. Поэтому под ДН ФАР будем рассматривать множитель решетки, то есть считать отдельные излучатели изотропными. При необходимости учета формы ДН отдельного излучателя достаточно умножить полученные далее выражения на соответствующие выражения для ДН излучателя.

Для выявления влияния МП достаточно проанализировать ДН в одной плоскости, при этом можно ограничиться рассмотрением одного ряда излучателей – линейки излучателей (рис. 1, где 1 – излучатели (элементарные антенны; 2 – управляющие устройства; 3 – сумматор (распределитель)).

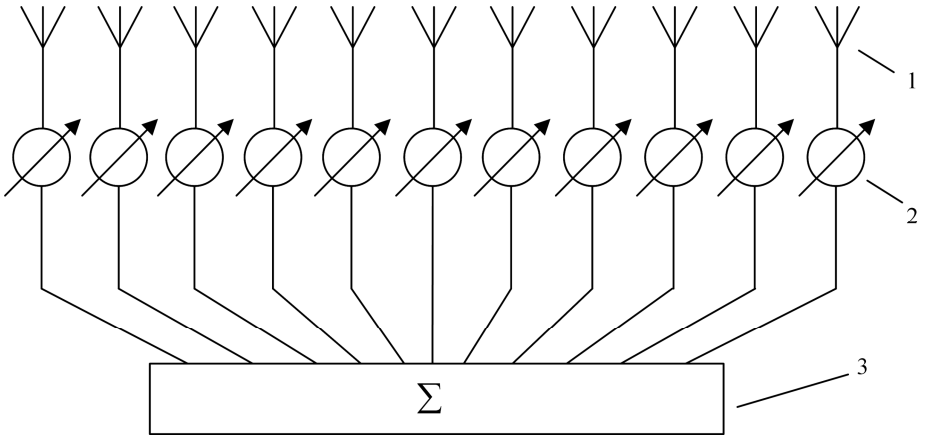



Рис. 1. Один ряд ФАР при параллельной схеме включения управляющих устройств

Полагаем, что управляющие устройства представляют собой фазовращатели, осуществляющие сброс фазового сдвига на $2\pi$, то есть компенсация фазовых сдвигов производиться с точностью до целого числа $2\pi$ [1].

Рассмотрим работу решетки в режиме приема. Пусть общее количество элементарных антенн в линейке, одном ряде решетки, равно $N_p$, длина линейки излучателя $L$. Будем отсчитывать номера излучателей $n$ и их координаты $l_n$ от центрального излучателя линейки (рис. 2), а фазовые сдвиги и времена запаздывания – по отношению к сигналу, принятому этим излучателем.

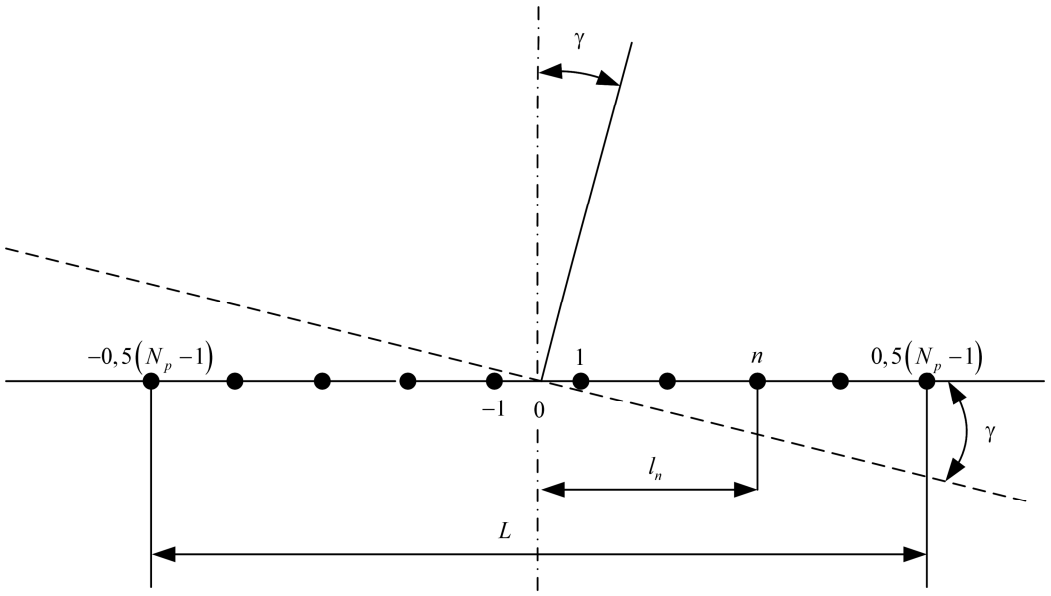



Рис. 2. Геометрическое пояснение работы решетки в режиме приема

Для того, чтобы максимум диаграммы был ориентирован под углом $\gamma_0$ относительно нормали к линейке, разность сдвигов фаз, создаваемых фазовращателями $n$-го излучателя и среднего фазовращателя ($n = 0$), должна составлять [1]

$$\varphi_n = \frac{2\pi}{\lambda} l_n \sin\gamma_0 - k2\pi ,$$

где $k$ выбирается так, что $0 \le \varphi_n < 2\pi$ при $n > 0$, $0 \ge \varphi_n > -2\pi$ при $n < 0$. При этом множитель решетки одного ряда, характеризующей ее диаграмму направленности по напряжению, можно записать в виде

$$\dot{F}_p(\gamma) = N_p^{-1} \sum_{n=-0,5(Np-1)}^{0,5(Np-1)} a_n \exp\left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} l_n (\sin\gamma_0 - \sin\gamma) \right\}, \qquad (1)$$

где $N_p$ – общее количество суммируемых сигналов; $a_n$ – нормированный коэффициент усиления $n$-го элемента; $\gamma_0$ – направление фазирования решетки; $\gamma$ – угол, отсчитываемый от нормали к решетке.

Заметим, что здесь и далее, точка сверху означает комплексную величину.

Запаздывание сигнала, принятого $n$-м излучателем, по отношению к сигналу центрального излучателя равно с точностью до периода высокой частоты

$$\tau_n = \frac{l_n \sin\gamma}{c},$$

где $c$ – скорость света.

Если $\eta$(t) и $\varphi$(t) характеризуют искажения амплитуды и фазы, вызываемые МП, то в момент времени $t$ искажения амплитуд и фаз сигналов в отдельных излучателях будут характеризоваться функциями

$$\eta\left(t-\tau_n\right)=\eta\left(t-\frac{l_n\sin\gamma}{c}\right) \text{ и } \varphi\left(t-\tau_n\right)=\varphi\left(t-\frac{l_n\sin\gamma}{c}\right).$$

При $\gamma\neq 0$ эти искажения вызывают дополнительные разности фаз в элементах решетки:

$$\Delta\varphi_n=\varphi\left(t\right)-\varphi\left(t-\tau_n\right), \qquad (2)$$

и различия амплитуд, эквивалентные изменению нормированного коэффициента усиления от нормированного значения $a_n$ до значения

$$a_n'=a_n\eta\left(t-\tau_n\right). \qquad (3)$$

Дополнительные разности фаз $\Delta\varphi_n$ и изменения коэффициентов усиления $a_n'$ не предусмотренные при фазировании решетки, представляют собой ошибки фазирования. Выражения (2) и (3) дают распределения ошибок фазирования по раскрыву антенны в момент времени $t$. Если время корреляции МП равно $\tau_k$, то радиус корреляции ошибок фазирования равен

$$l_k=\frac{c\tau_k}{\sin\gamma}.$$

Эти ошибки вызывают изменения ДН ФАР. При наличии МП ДН в момент времени $t$ (мгновенная ДН) будет

$$\begin{aligned}&\dot F_{p.\text{м}}\left(\gamma,t\right)=\\&=_p^{-1}\sum\nolimits_{n=-0,5\left(Np-1\right)}^{0,5\left(Np-1\right)}\eta\left(t-\frac{l_n\sin\gamma}{c}\right)a_n\exp j\left\{\frac{2\pi}{\lambda}\left(\sin\gamma_0-\sin\gamma\right)+\varphi\left(t-\frac{l_n\sin\gamma}{c}\right)\right\}= \qquad (4)\\&=N_p^{-1}\sum\nolimits_{n=-0,5\left(Np-1\right)}^{0,5\left(Np-1\right)}\dot M\left(t-\frac{l_n\sin\gamma}{c}\right)a_n\exp j\left\{\frac{2\pi}{\lambda}l_n\left(\sin\gamma_0-\sin\gamma\right)\right\}.\end{aligned}$$

Введем следующие обозначения:

$$\psi=\pi\frac{L}{\lambda}\left(\sin\gamma_0-\sin\gamma\right);\ \tau_{\text{зк}}=\frac{L\sin\gamma}{2c};\ x_n=\frac{2l_n}{L}; \qquad (5)$$

где $\gamma_0$ – угол, соответствующий максимуму ДН; $\gamma$ – текущее значение угла; $\tau_{\text{зк}}$ – время относительного запаздывания для крайнего элемента решетки; $\psi$ – обобщенный угол.

При малых значениях $\Delta\gamma=\gamma-\gamma_0$

$$\psi\cong\frac{\pi L\cos\gamma_0}{\lambda}\Delta\gamma.$$

С учетом этих обозначений обобщенная ДН решетки при отсутствии МП будет

$$F_p\left(\psi\right)=N_p^{-1}\sum\nolimits_{n=-0,5\left(Np-1\right)}^{0,5\left(Np-1\right)}a_n\exp\left\{j\psi x_n\right\}, \qquad (6)$$

а в случае наличия МП

$$\dot{F}_{p.\text{м}}(\psi,t)=N_p^{-1}\sum_{n=-0,5(Np-1)}^{0,5(Np-1)}\dot{M}\left(t-\tau_{\text{зк}}x_n\right)a_n\exp\{j\psi x_n\},\qquad(7)$$

где $a_n$ – весовые коэффициенты устройства обработки; $\dot{M}(t)$ – функция помеховой модуляции, полностью характеризующая паразитную модуляцию сигнала.

Для удобства последующих выкладок заменим в (6) и (7) сумму интегралом, что не приведет к значительным погрешностям, если число излучателей $N_p$ велико и радиус корреляции ошибок $l_k$ много больше расстояния между излучателями. Оба эти условия, как правило, выполняются.

После такой замены для ДН по напряжению получим следующие выражения:

$$\dot{F}_p(\psi)=\int_{-\infty}^{\infty}a(x)\exp\{j\psi x\}\,dx;\qquad(8)$$

$$\dot{F}_{p.\text{м}}(\psi,t)=\int_{-\infty}^{\infty}\dot{M}\left(t-\tau_{\text{зк}}x\right)a(x)\exp\{j\psi x\}\,dx,\qquad(9)$$

где $a(x)=0$ при $|x|>1$, а $\psi$ и $\tau_{\text{зк}}$ определяются соотношениями (5).

ДН по мощности

$$\dot{F}^2(\psi)=\left|\dot{F}(\psi)\right|^2=\dot{F}(\psi)F^*(\psi).$$

Заметим, что здесь и далее, звездочка сверху означает комплексную сопряженную величину.

При отсутствии МП

$$F_p^2(\psi)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}a(x_1)a(x_2)\exp\{j\psi(x_1-x_2)\}\,dx_1dx_2.\qquad(10)$$

При наличии МП

$$F_{p.\text{м}}^2(\psi)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}a(x_1)a(x_2)\dot{M}\left(t-\tau_{\text{зк}}x_1\right)M^*\left(t-\tau_{\text{зк}}x_2\right)\exp\{j\psi(x_1-x_2)\}\,dx_1dx_2.\qquad(11)$$

Формулы (8) и (10) получены для ДН при приеме. Те же формулы определяют и ДН при излучении, если функция $\dot{M}(t)$ описывает искажения излучаемого сигнала, поступающего на распределитель.

## 3. Решетки с линиями задержки

Рассмотрим схему, представленную на рисунке 1 при условии, что в качестве управляющих устройств используются линии задержки, которые осуществляют полную компенсацию временного сдвига при $\gamma=\gamma_0$. Для того чтобы максимум ДН был ориентирован под углом $\gamma_0$ к нормали, разность времен задержки сигнала $n$-го излучателя и сигнала среднего излучателя должна составить

$$\Delta t_n=\frac{l_n\sin\gamma_0}{c}.$$

При этом в отсутствие МП ДН решетки будет описываться теми же выражениями (1) и (8), которые были представлены для решетки с фазовращателями.

Запаздывание времени прихода на сумматор сигнала от $n$-го излучателя по отношению к моменту прихода сигнала от среднего излучателя, в данном случае равно

$$\tau_n - \Delta t_n = \frac{l_n\left(\sin\gamma - \sin\gamma_0\right)}{c}.$$

При наличии МП ошибки фазирования сигналов, поступающих на сумматор, будут определяться изменением функций $\eta(t)$ и $\varphi(t)$ за время $\tau_n - \Delta t_n$, и распределение ошибок фазирования будет описываться функциями

$$\eta\left(t - \frac{l_n\left(\sin\gamma - \sin\gamma_0\right)}{c}\right);\ \varphi\left(t - \frac{l_n\left(\sin\gamma - \sin\gamma_0\right)}{c}\right).$$

Радиус корреляции ошибок будет $l_k' = \dfrac{c\tau_k}{\sin\gamma - \sin\gamma_0}$.

Введя обозначение

$$\tau_{\text{зк}}' = \frac{L\left(\sin\gamma - \sin\gamma_0\right)}{2c} = \frac{\psi}{\omega_{\text{с}}},$$

где $\omega_{\text{с}}$ – частота несущего сигнала, получим выражение для мгновенной частоты ДН решетки при наличии МП:

$$\dot{F}_{p.\text{м}}\left(\psi, t\right) = \int_{-\infty}^{\infty} a\left(x\right)\dot{M}\left(t - \tau_{\text{зк}}' x\right)\exp\left\{j\psi x\right\}dx, \qquad (12)$$

где $a\left(x\right) = 0$ при $\left|x\right| > 1$, а $\psi$ определяется соотношением (5).

Учитывая, что $\tau_{\text{зк}}' = \psi/\omega_{\text{с}}$, формулу (12) можно записать в виде

$$\dot{F}_{p.\text{м}}\left(\psi, t\right) = \int_{-\infty}^{\infty} a\left(x\right)\dot{M}\left(t - \frac{\psi}{\omega_{\text{с}}}x\right)\exp\left\{j\psi x\right\}dx.$$

Сравнивая (13) с (8) видно, что формулу для ДН решетки с линиями задержки можно получить из соответствующей формулы для решетки с фазовращателями путем замены $\tau_{\text{зк}}$ на $\psi/\omega_{\text{с}}$.

## 4. Синтезированные антенные решетки

В отличие от обычных антенных решеток, где сигналы принимаются одновременно всеми элементами решетки, в синтезированных решетках одна и та же антенна с достаточно широкой ДН последовательно занимает ряд положений в пространстве, в каждом из которых она является элементом синтезированной решетки (точки 0, 1, 2,…, *n* на рис. 3).

Сигналы некоторого источника излучения *A*, принятые в ряде последовательных положений антенны, запоминаются и после компенсации разности фаз этих сигналов когерентно суммируются. При этом в отсутствие МП достигается такой же эффект, как при использовании ФАР, элементы которой расположены в точках приема сигналов. Отличие состоит лишь в том, что время относительно запаздывания сигналов в синтезированной решетке намного больше, чем в обычных антенных решетках, так как в данном случае оно определяется временем перемещения антенны из одной точки приема в другую и может достигать нескольких миллисекунд. Большее время запаздывания приводит к более значительному влиянию МП на ДН.

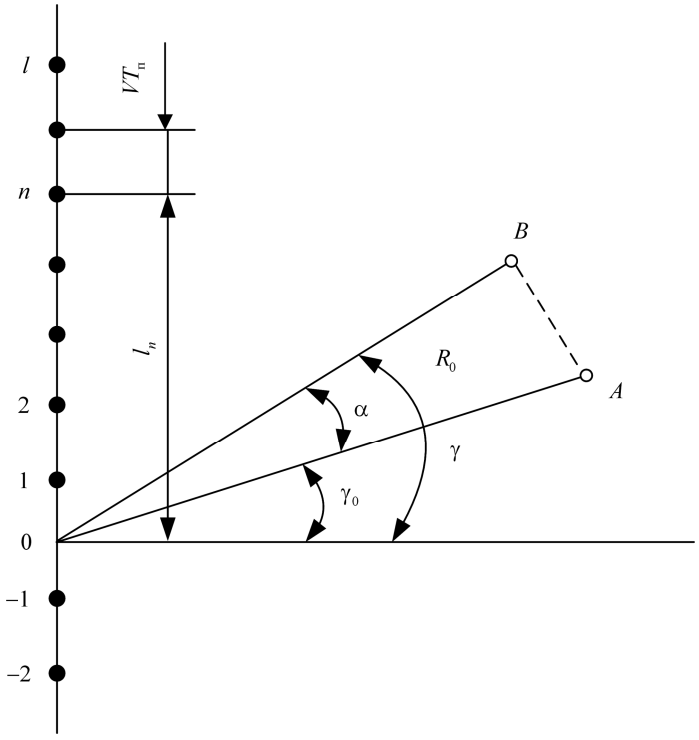



Рис. 3. Геометрическое пояснение синтезированной антенной решетки

Заметим, что синтезированные решетки, в которых производится компенсация разности фаз сигналов отдельных элементов, называются фокусированными в отличие от несфокусированных решеток, где суммирование сигналов производится без компенсации разности фаз. Далее будем рассматривать только фокусированные решетки.

На работу синтезированных решеток могут оказывать существенное влияния помехи с относительно большим временем корреляции или периодом, то есть сравнительно медленные изменения амплитуды и фазы.

Рассмотрим ДН фокусированной решетки при наличии МП [4, 8].

## 5. Анализ ДН фокусированной антенной решетки при воздействии мультипликативных помех

Анализ проведем на примере работы когерентной РЛС, установленной на объекте, движущемся равномерно и прямолинейно со скоростью $V$ вдоль линии $0l$ (рис. 3). Считаем, что РЛС излучает импульсные сигналы с периодом повторения $T_п$.

Ряд последовательных точек приема, показанных на линии $0l$, соответствует положениям РЛС в моменты прихода отраженных импульсов от некоторой неподвижной точечной цели $A$. расстояние между смежными точками приблизительно равно $VT_п$. эти точки определяют положение элементов синтезированной антенн.

Пусть обработка сигналов производится таким образом, чтобы ось главного лепестка ДН синтезированной решетки была ориентирована под углом $γ_0$, отсчитываемым от нормали к линии $0l$.

Заметим, что, как правило, в РЛС бокового обзора $\gamma_0 = 0$, однако в принципе $\gamma_0$ может иметь значения $90 > \gamma_0 \geq 0$.

Наблюдаемый объект $A$, находящийся на расстоянии $R_0$ в момент времени $t = 0$ находится на оси главного лепестка. В этот момент положение РЛС примем в качестве начала отсчета на линии 0$l$, точка 0. Для формирования ДН, ось главного лепестка которой ориентирована под углом $\gamma_0$, в устройстве обработки сигналов должна компенсироваться разность фаз между отраженными сигналами, поступающими в точку 0 и во все другие точки с направления $\gamma_0$. Для $n$-й точки эта разность фаз равна

$$\varphi_{n.A} = \frac{4\pi}{\lambda}\left(R_n - R_0\right) = \frac{4\pi R_0}{\lambda}\left(\sqrt{1+\frac{l_n^2 - 2l_n R_0 \sin\gamma_0}{R_0^2}} - 1\right), \qquad (13)$$

где $R_n$ – расстояние от $n$-й точки до отражающего объекта $A$; $l_n = nVT_{\text{п}}$ – расстояние от $n$-й точки до точки 0 (рис. 3).

Учитывая, что размеры синтезированной антенны много меньше расстояния до цели $(l_n/R_0 << 1)$, можно в (13) разложить корень по степеням второго слагаемого подкоренного выражения и ограничиться членами, содержащими $(l_n/R_0)$ в степени, не выше второй. Тогда получим

$$\varphi_{n.A} \cong \frac{4\pi R_0}{\lambda}\left[\frac{l_n^2}{2R_0^2}\left(1+\sin^2\gamma_0\right) - \frac{l_n}{R_0}\sin\gamma_0\right], \qquad (14)$$

где $l_n = nVT_{\text{п}}$.

Для определения ДН запишем разность фаз между отраженными сигналами, принятыми в точках 0 и $n$, если эти сигналы поступают от отражающего объекта, расположенного на направлении $\gamma = \gamma_0 + \alpha$ на той же дальности $R_0$ (точка $B$ рис. 3). По аналогии с (14) эта разность фаз равна

$$\varphi_{n.B} \cong \frac{4\pi R_0}{\lambda}\left[\frac{l_n^2}{2R_0^2}\left(1+\sin^2\gamma\right) - \frac{l_n}{R_0}\sin\gamma\right].$$

С учетом компенсации разности фаз $\varphi_{n.A}$ в устройстве обработки остаточная разность фаз отраженных сигналов, принятых элементами синтезированной решетки с направления $\gamma$, будет

$$\Delta\varphi_n = \varphi_{n.B} - \varphi_{n.A} \cong \frac{4\pi R_0}{\lambda}\left[\frac{l_n^2\left(\sin^2\gamma - \sin^2\gamma_0\right)}{2R_0^2} - \frac{l_n}{R_0}\left(\sin\gamma - \sin\gamma_0\right)\right]. \qquad (15)$$

Так как размеры синтезированной решетки весьма велики по сравнению с длиной волны, то значения угла $\alpha = \gamma - \gamma_0$ в пределах главного лепестка ДН и ряда прилегающих к нему боковых лепестков весьма малы ($\alpha << 1$), и первым членом в квадратных скобках в (15) можно пренебречь. При этом зависимость суммарного напряжения на выходе устройства обработки сигналов от напряжения прихода сигналов определяется множителем

$$\dot{F}_p(\gamma) = \\ = N_p^{-1}\sum_{n=-0,5(N_p-1)}^{0,5(N_p-1)} a_n \exp\{j\Delta\varphi_n\} \cong N_p^{-1}\sum_{n=-0,5(N_p-1)}^{0,5(N_p-1)} a_n \exp j\left\{\frac{4\pi l_n}{\lambda}(\sin\gamma_0 - \sin\gamma)\right\}. \quad (16)$$

Нетрудно видеть, что (16), представляющая собой ДН синтезированной антенной решетки, аналогично (1), с точностью до множителя 2 в показателе экспоненты, появившегося вследствие учета времени распространения радиоволн от РЛС до объекта и обратно.

Запаздывание сигнала, принятого $n$-м элементом, по отношению к сигналу, принятому центральным элементом (точка 0), в данном случае равно

$$\tau_n = nT_{\text{п}} + \frac{2R_n}{c} - \frac{2R_0}{c} \cong nT_{\text{п}}\left(1 - \frac{2V}{c}\sin\gamma\right) \cong nT_{\text{п}}.$$

С учетом этого значения времени относительного запаздывания ДН синтезированной решетки при наличии МП принимает вид

$$\dot{F}_{p.\text{м}}(\gamma) = N_p^{-1}\sum_{n=-0,5(N_p-1)}^{0,5(N_p-1)} \dot{M}(t - nT_{\text{п}})\, a_n \exp j\left\{\frac{4\pi l_n}{\lambda}(\sin\gamma_0 - \sin\gamma)\right\}. \quad (17)$$

Сопоставление выражений (16), (17) с (1), (4) показывает, что выражения (8) – (11), полученные для ФАР с фазовращателями, также справедливы и для синтезированных решеток, если принять в них следующие значения параметров:

$$\psi = \frac{2\pi(N_p - 1)VT_{\text{п}}}{\lambda}(\sin\gamma_0 - \sin\gamma) \cong \frac{2\pi N_p VT_{\text{п}}}{\lambda}(\sin\gamma_0 - \sin\gamma); \quad (18)$$

$$\tau_{\text{зк}} = \frac{(N_p - 1)T_{\text{п}}}{\lambda} \cong \frac{N_p T_{\text{п}}}{2}. \quad (19)$$

Таким образом, подставив (18) и (19) в выражения для ФАР с фазовращателями, получим аналогичные выражения для синтезированных решеток.

## 6. Заключение

Осуществлен анализ влияния мультипликативных помех на характеристики фазированных антенных решеток. Показано, что мультипликативные помехи могут являться источниками быстрых фазовых и амплитудных искажений принимаемых или излучаемых сигналов. Рассмотрено и проанализировано влияние мультипликативных помех на диаграмму направленности фокусированной антенной решетки.

Показано, что полученные выражения для фазированной антенной решетки с фазовращателями будут также справедливы и для синтезированных антенных решеток.

## Литература


1. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постов Г. А. Антенные решетки. Обзор зарубежных работ под ред. Л. С. Бененсона. М.: Сов. радио, 1966. 368 с.
2. Вендик О. Г. Антенны с немеханическим движением луча. М.: Радио и связь, 1965. 360 с.
3. Artyushenko V. M., V. I. Volovach. Determination of the Error of Measuring the Speed of an Extended Object at a Changing Range and Trajectory of Its Movement // 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon 2019), 1-4 Oct. 2019, Vladivostok, Russia. DOI: https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934116

4. Грин, Моллер. Влияние нормально распределенных случайных фазовых ошибок на диаграммы направленности антенных решеток с синтезированным раскрывом // Зарубежная электроника, 1963, № 2.С. 186-189.
5. Artyushenko V. M., V. I. Volovach. Calculating the Parameters of the Short-Range Microwave Information Channel Resistant to Signal Fading // Proceedings of 2019 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Batumi, Georgia, Sept 13 – 16, 2019. Kharkov: KNURE, 2019. PP. 223-228. DOI: https://doi.org/10.1109/EWDTS.2019.8884419
6. Содин Л. Г., Могульский Е. З. Статистические характеристики поля дальней зоны антенной решетки // Радиотехника и электроника, № 4. 1990. Т. 35. №12. С. 253-254.
7. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с.
8. Реутов А. П., Михайлов Б. А., Кондратенков Г. С., Бойко Б. В. Радиолокационные станции бокового обзора. М.: Сов. радио, 1970. 360 с.

## REFERENCES

1. Benenson L. S., Zhuravlev V. A., Popov S. V., Postov G. A. Antenna arrays. Review of foreign works edited by L. S. Benenson. radio, 1966. 368 p.
2. Vendik O. G. Antennas with non-mechanical beam movement. Moscow: Radio and communications, 1965. 360 p.
3. Artyushenko V. M., V. I. Volovach. Determination of the Error of Measuring the Speed of an Extended Object at a Changing Range and Trajectory of Its Movement // 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon 2019), 1-4 Oct. 2019, Vladivostok, Russia. DOI: https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934116
4. Green, Moller. Influence of normally distributed random phase errors on directional diagrams of antenna arrays with synthesized opening / / Foreign electronics, 1963, No. 2. PP. 186-189.
5. Artyushenko V. M., V. I. Volovach. Calculating the Parameters of the Short-Range Microwave Information Channel Resistant to Signal Fading // Proceedings of 2019 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Batumi, Georgia, Sept 13 – 16, 2019. Kharkov: KNURE, 2019. PP. 223-228. DOI: https://doi.org/10.1109/EWDTS.2019.8884419
6. Sodin L. G., Mogulsky E. Z. Statistical characteristics of the far field zone of the antenna array // Radio engineering and electronics, no. 4, 1990, Vol. 35, No. 12, PP. 253-254.
7. Shifrin Ya. S. Questions of the statistical theory of antennas. M.: Sov. radio, 1970. 384 p.
8. Reutov A. P., Mikhailov B. A., Kondratenkov G. S., Boyko B. V. Side-View Radar Stations. Radio, 1970. 360 c.

# ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ДИНАМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ СО СНИЖЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЗАМЕТНОСТЬЮ

В. А. Кузнецов[1], Д. В. Амбросов[1], А. В. Финагеев[1], Н. А. Меньших[2], Д. О. Калинушкин[2]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия
[2]Военный инновационный технополис «ЭРА» (г. Анапа), Россия

**Аннотация.** В работе рассматривается проблематика моделирования воздушных целей при решении задач оценки их эффективной площади рассеяния и формирования радиолокационных портретов воздушных судов со сниженной радиолокационной заметностью. Предложены модели объектов локации в виде совокупности фацетов, соответствующих фюзеляжу, средствам маскировки (линзам Люнеберга, авиационным средствам поражения, подвесным топливным бакам) и авиационной силовой установке, а также модели функционирования бортовой радиолокационной станции, облучения воздушной цели и эффекта вторичной модуляции. Показаны результаты моделирования в виде дальностно-доплеровских портретов.

**Ключевые слова:** динамическая модель; воздушная цель; эффективная площадь рассеяния; стелс; радиолокационная станция.

# DEVELOPMENT FEATURES OF DYNAMIC AIR TARGET MODELS WITH REDUCED RADAR VISIBILITY

V. A. Kuznetsov[1], D. V. Ambrosov[1], A. V. Finageev[1], N. A. Menshikh[2], D. O. Kalinushkin[2]

[1]Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]Military Innovative Technopolis “ERA”, Anapa, Russia

**Abstract.** The paper considers the problems of modeling air targets in solving problems of assessing their radar cross section and the formation of radar portraits of aircraft with reduced radar visibility. Models of location objects are proposed in the form of a set of facets corresponding to the fuselage, camouflage means (Luneberg lenses, aviation weapons, outboard fuel tanks) and an aircraft power plant, as well as models of the functioning of an airborne radar, irradiation of an air target and the effect of secondary modulation. The simulation results are shown in the form of range-Doppler portraits.

**Keywords:** dynamic model; air target; radar cross section; stealth; radar.

## 1. Введение

В настоящее время на вооружении ВВС США и их партнеров по Североатлантическому альянсу стоят воздушные суда (ВС) F-22 Raptor, F-35 Lightning II, обновленный B-21 Spirit и разведывательно-ударные беспилотные летательные аппараты (БПЛА), выполненные по так называемой технологии Stealth. Для снижения радиолокационной заметности (РЛЗ) воздушных судов применяется целый комплекс превентивных мер по снижению эффекта обратного вторичного излучения (уменьшению эффективной площади рассеяния (ЭПР)) ВС: проектирование специальной формы фюзеляжа; нанесение радиопоглощающих материалов (РМП) и частотно-избирательных покрытий; применение S-образных воздухозаборников, в том числе с РПМ [1] (рис. 1).

Рис. 1. Мероприятия по снижению РЛЗ на примере истребителя F-22 Raptor.

Комплексный характер применения таких научно обоснованных и технических решений позволяет значительно (в несколько порядков) снизить ЭПР ВС, существенно уменьшить дальности их обнаружения и, в конечном счете, приводит к снижению потерь своих ВС и повышению вероятности выполнения поставленных перед ними специальных задач [2] (рис. 2).

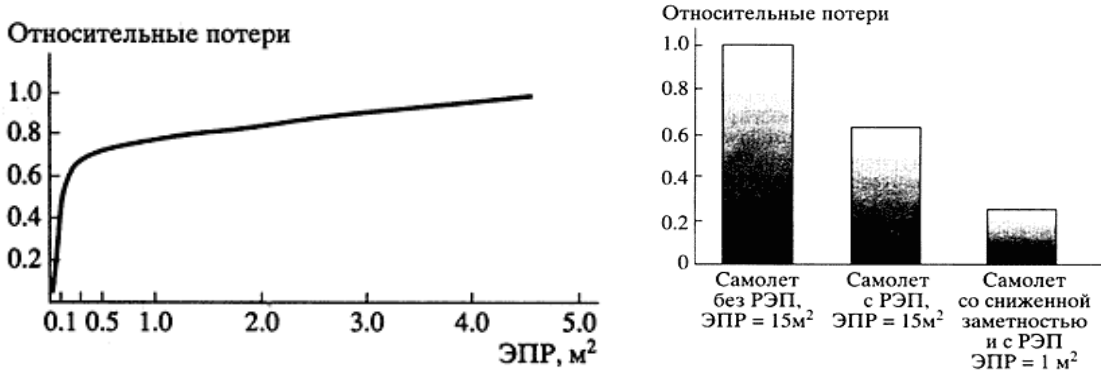



Рис. 2. Приближенные зависимости относительных потерь ВС от их ЭПР.

Кроме того, в технологию Stealth входят пассивное и активное противодействие радиоэлектронной разведке (в частности, бортовым радиолокационным станциям (БРЛС)) противника. Так, в качестве пассивных мероприятий противодействия широко используется маскирование реальных отражающих характеристик ВС в мирное время линзами Люнеберга либо внешними авиационными средствами поражения (АСП) и подвесными топливными баками (ПТБ) (рис. 3).

Рис. 3. Средства маскировки РЛЗ истребителей со сниженной РЛЗ.

По направлению активного противодействия в DARPA тщательно прорабатывается вопрос использования активных имитирующих помех, в том числе на основе результатов их успешного применения в реальных боевых операциях в Алжире в 2009 году, Судане в 2010 году, Ираке в 2013 году, Сирии в 2014 году и Ливии в 2017 году. Применение самолетов радиоэлектронной борьбы (РЭБ) EA-18G Growler, активных средств подавления и имитирующих автономных ложных воздушных целей (АЛВЦ) типа MALD-J на базе ракет ADM-160C производства Northrop Grumman (рис. 4) обуславливает беспрецедентно сложную помеховую обстановку, в условиях которой повышение мощности излучения БРЛС ведет к активизации воздействия на них активных (имитирующих) помех на очень больших дальностях.

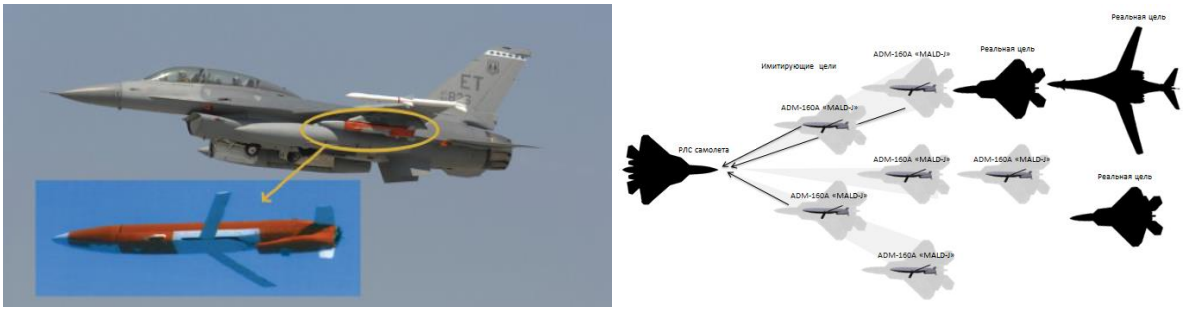



Рис. 4. Внешний вид и схема применения АЛВЦ типа MALD-J.

США заявляют о достигнутых средних ЭПР своих самолетов менее 0,0001 м2 (сопоставимых с ЭПР птиц), при этом одновременно намеренно маскируют истинные значения, тем самым вынуждая отечественных разработчиков повышать мощность излучения БРЛС истребителей-перехватчиков, что приводит к обеспечению эффективной работы АЛВЦ с одной стороны, и значительному снижению вероятности перехвата воздушной цели – с другой.

## 2. Постановка задачи

Актуальность работы определяется невозможностью на сегодняшний день обеспечения достоверного обнаружения и распознавания воздушных целей со сниженной РЛЗ в условиях сложной помеховой обстановки при одновременном снижении радиотехнической заметности БРЛС. Результатом работы должно стать

решение вышеуказанной комплексной научно-технической проблемы, а также обоснование предложений и рекомендаций по снижению РЛЗ перспективных российских воздушных судов. С учетом этого очевидна необходимость проведения комплексной научно-исследовательской работы по исследованию возможностей достоверного обнаружения и распознавания воздушных целей со сниженной РЛЗ в условиях сложной помеховой обстановки и выработке предложений и рекомендаций по снижению РЛЗ перспективных рос-сийских воздушных судов. В рамках научно-исследовательской работы, выполняемой ВУНЦ ВВС «ВВА» совместно с ВИТ «ЭРА», одной из поставленных задач является разработка динамической модели воздушной цели (ВЦ) со сниженной РЛЗ, позволяющей производить оценку ЭПР ВС и спектра вторичной модуляции турбореактивными двигателями как одного из перспективных признаков распознавания ВЦ, реализованных в современных зарубежных и отечественных БРЛС. Для решения поставленной задачи необходимо учесть огромное число факторов, учитывающих особенности распространения и рассеяния электромагнитных волн (ЭМВ), РПМ и систем РЭБ. Так, в работе предложено реализовать учет следующих групп объективных условий, обуславливающих мероприятия по снижению РЛЗ:

– скрытие реальной ЭПР ВС линзами Люнеберга, внешними АСП и ПТБ;

– комплексный характер поверхности ВС с различными типами РПМ;

– сложный характер отражения ЭМВ различными типами поверхности ВС;

– отсутствие чертежей некоторых составных элементов ВС (в частности, воздухозаборников и т.п.);

– многократное переотражение ЭМВ внутри воздухозаборников;

– множественное «падение» ЭМВ на входной направляющий аппарат (ВНА) и лопатки первой (второй, третьей) ступени компрессора низкого давления (КНД) авиационной силовой установки (АСУ).

Математические модели, одновременно описывающие процессы распространения и рассеяния ЭМВ с учетом вышеуказанных условий, как показано на рисунке 5, в настоящее время отсутствуют. Также отсутствует информация по внутренним элементам ВС, таким как воздухозаборники [3, 4] и АСУ [5]. Поэтому формирование адекватных дальностно-доплеровских радиолокационных портретов, а вместе с тем и достоверная оценка эффективности обнаружения, селекции распознавания ВЦ и мероприятий по снижению РЛЗ перспективных ВС с помощью моделирования процессов рассеяния и переотражения ЭМВ, в настоящее время усложнены [6]. Для учета всех обозначенных факторов и условий в работе предлагается использовать трехмерные фацетные модели ВС, в состав которых дополнительно включены фацеты с РПМ, принадлежащие поверхности фюзеляжа и АСУ, а также непосредственно модель самой АСУ, включающей, в свою очередь, модель воздухозаборника, ВНА и требуемое число ступеней КНД.

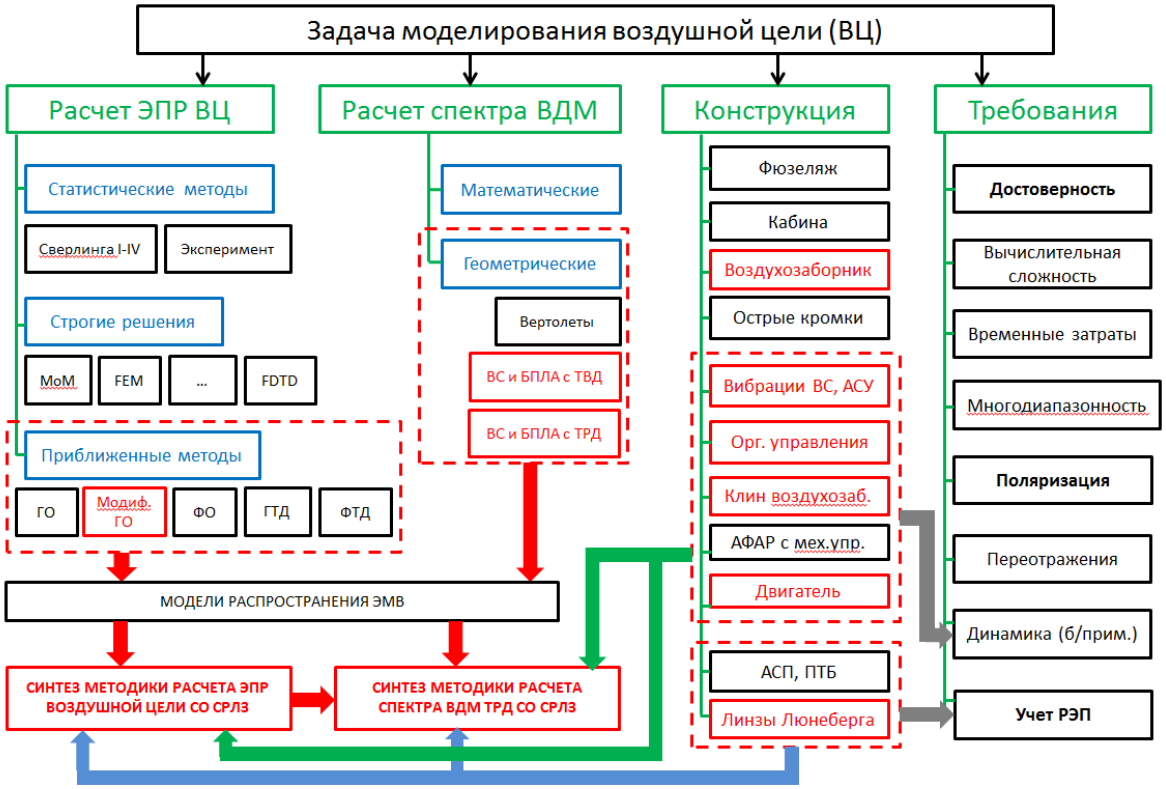



Рис. 5. Результат декомпозиции задачи моделирования ВЦ.

Совокупность всех новых решений предложено формализовать в виде методик расчета ЭПР ВЦ со сниженной РЛЗ и спектра вторичной модуляции зондирующего сигнала БРЛС, отраженного от лопаток КНД турбореактивного двигателя ВЦ со сниженной РЛЗ.

## 3. Моделирование воздушных целей

Расчет значений ЭПР ВС по их фацетным моделям может производиться на основе двух известных подходов: модового и лучевого, последний из которых предпочтителен из соображений простоты реализации и снижения вычислительных затрат. Описание процесса распространения ЭМВ лучами позволяет использовать методы геометрической и физической оптики, а также геометрической и физической теории дифракции. Известно, что наиболее простой в смысле вычислительной сложности является геометрическая оптика, в которой при всем многообразии способов реализации вычислений отсутствует возможность учета поляризации и электрофизических свойств материалов, в том числе РПМ. Поэтому в разрабатываемой модели за основу приняты известные и широко апробированные методы физической оптики, а также модифицированный метод геометрической оптики [5].

В рамках данной работы по фотографиям и существующим чертежам создана подробная модель истребителя F-22 Raptor, включающая в себя отсутствующую в открытой печати модель АСУ (S-образный воздухозаборник и непосредственно двигатель F119-PW-100) (рис. 6).

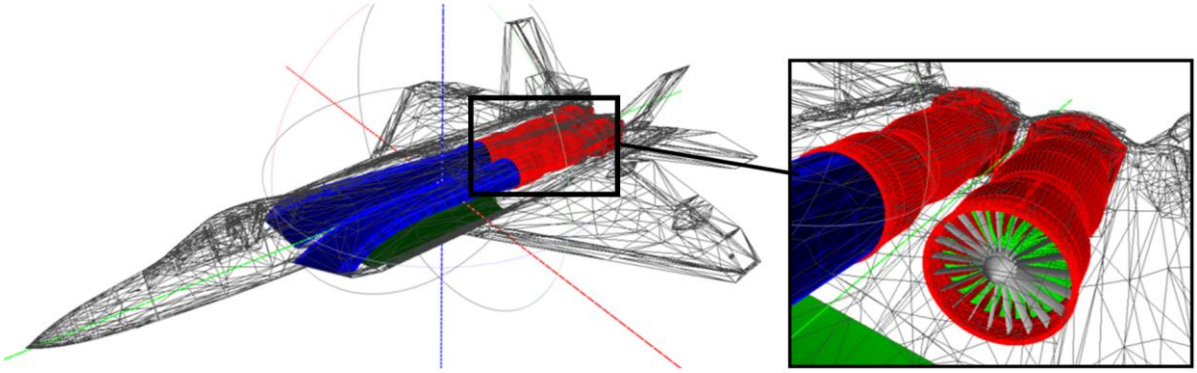


Рис. 6. Подробная модель истребителя F-22 Raptor с АСУ F119-PW-100.

Особенностью данной модели ВС, отличающей ее от существующих, является наличие воздухозаборника, геометрия которого синтезирована в среде MATLAB, удовлетворяет ограничениям по пространственному размещению с учетом внутренних отсеков для АСП и оптимальна по критерию минимальной РЛЗ [3]. Координаты центральной оси воздухозаборника изменяются по экспоненциальному закону, координаты входной и выходной апертур соответствуют апертурам фюзеляжа и двигателя соответственно. Кроме того, по имеющимся изображениям авиационного двигателя F119-PW-100 синтезирована его геометрическая модель.

В данной работе геометрические модели ВС хранятся в формате .STL, поэтому загружаемые в среду MATLAB данные представляют собой два массива для M фацетов и N вершин: F размером M×3, содержащий номера строк вершин каждого фацета и V размером N×3, содержащий координаты вершин всех фацетов. Поскольку в массиве F каждая его строка описывает отдельный фацет, в данной работе предложено добавить еще три столбца со значениями угловых зависимостей диэлектрической проницаемости, магнитной проницаемости и показателя видимости vid, принимающего значения 1 или 0. Таким образом, размер массива F становится равным M×6.

Одним из «краеугольных камней» динамического моделирования ВЦ является вопрос сокращения объемов вычислений. Помимо необходимости реализации движения одной или множества фацетных моделей, в каждый такт моделирования требуется проверка видимости фацетов каждого объекта с текущего ракурса облучения также движущейся БРЛС, с последующей оценкой ЭПР каждого видимого фацета. Задача проверки видимости фацетов чаще всего решается двумя способами: либо путем проверки знака косинуса угла между векторами нормали фацета и Умова-Пойнтинга ЭМВ облучающей БРЛС, что, зачастую, не соответствует действительности для сложных объектов, либо проверки наличия точки пересечения луча и плоскости каждого треугольника, что требует огромных вычислительных затрат при суммарном числе фацетов более миллиона. Одним из вариантов решения задачи проверки видимости фацетов при моделировании ВЦ предложено использовать алгоритм Hidden Point Removal (HPR), эффективный для выборки видимых точек в облаке точек как по времени, так и по точности. Применение алгоритма HPR обусловило необходимость перехода от фацетной модели к многоточечной, каждая точка которой соответствует

центру масс фацета. Такой подход при достаточной для практики адекватности позволил сократить число точек фацетной модели в среднем до 86%, а временные затраты на проверку видимости – до 93% [7].

В рамках данной работы в среде MATLAB реализована модель двухканальной БРЛС (рис. 7), в которую структурно входят модели ВЦ и АЛВЦ на отдельных платформах движения [6]. Особенностью модели БРЛС является реализация каналов на ортогональных поляризациях, что позволяет исследовать дальностные (высокого разрешения) и дальностно-доплеровские портреты ВЦ с учетом поляризации и эффекта вторичной модуляции зондирующего сигнала БРЛС, отраженного от лопаток КНД турбореактивных двигателей ВЦ.

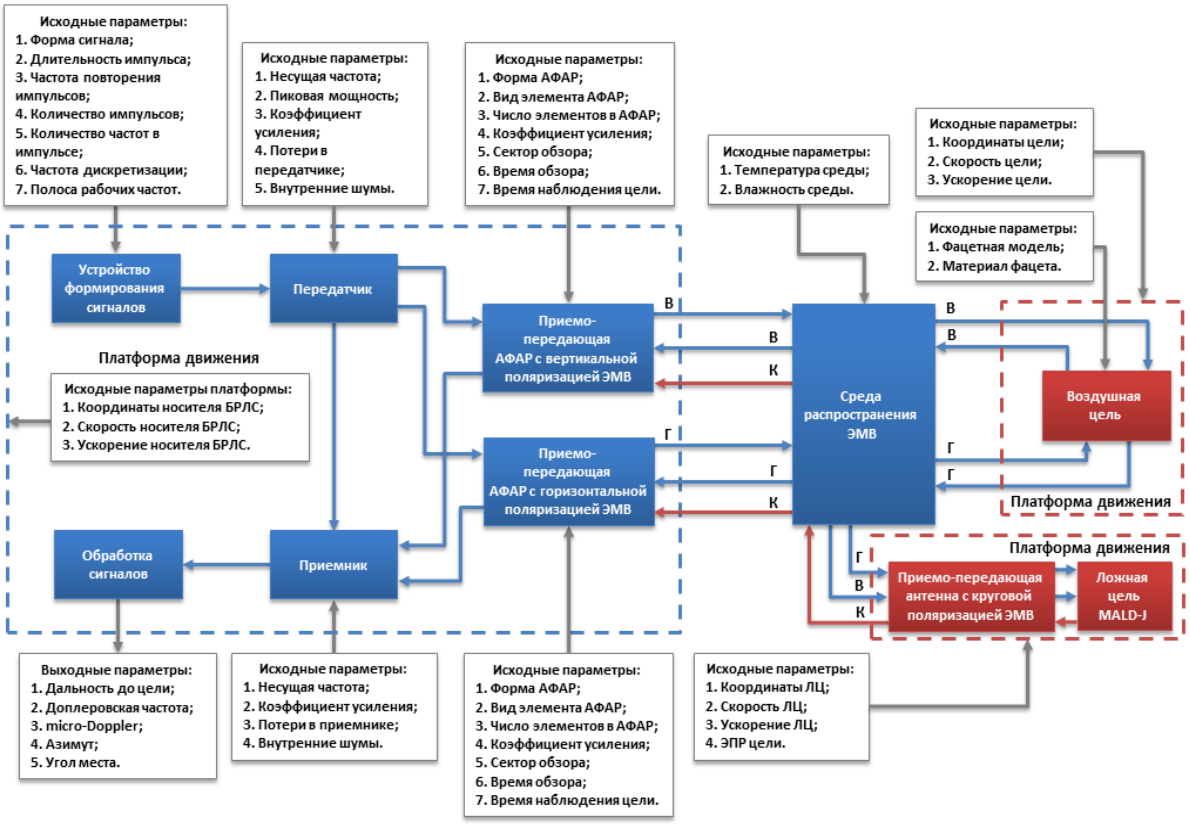



Рис. 7. Схема модели двухканальной БРЛС в среде MATLAB.

Процесс излучения ЭМВ с помощью указанных моделей реализован согласно схеме, представленной на рисунке 8. Предполагается, что на большой дальности фронт падающей ЭМВ близок к плоскому, что позволяет разбить участок плоского фронта, попадающего на ВЦ, на элементарные лучи и рассчитать их энергетику в соответствии с известной диаграммой направленности АФАР БРЛС.

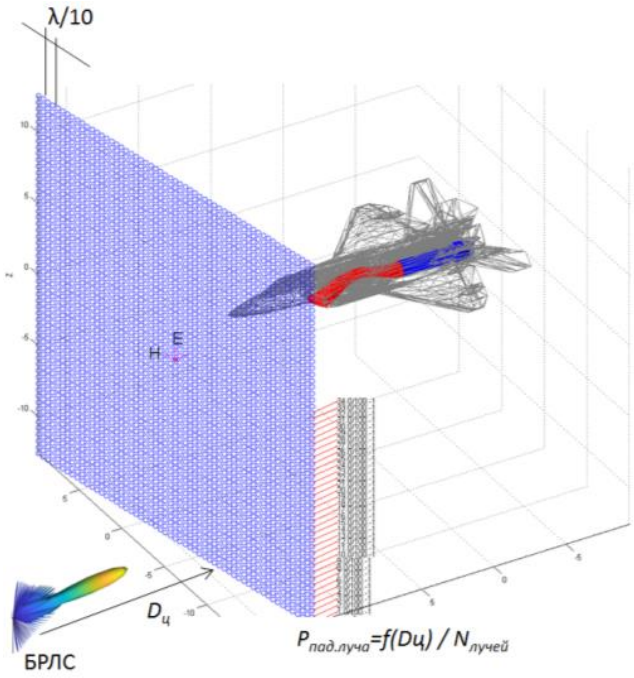



Рис. 8. Схема модели облучения ВЦ.

Плотность потока мощности (плотность лучей) может быть задана произвольно, однако должна стремиться к минимально возможному по вычислительным возможностям значению. Так, в работе [3] показано, что расстояние между лучами достаточно выбирать равными длине волны λ облучающей БРЛС, а в [8] указываются значения λ/10 и λ/20.

При известных геометрии воздухозаборников и АСУ (рис. 9), а также параметрах функционирования АСУ (например, углах отклонения клина и закрылков ВНА, скоростях вращения лопаток КНД и др.), появляется возможность учесть эффекты многократного переотражения ЭМВ внутри воздухозаборника и множественного падения ЭМВ на ВНА и вращающиеся лопатки КНД, что, в конечном счете, позволяет рассчитать спектр вторичной доплеровской модуляции зондирующего сигнала БРЛС [9].

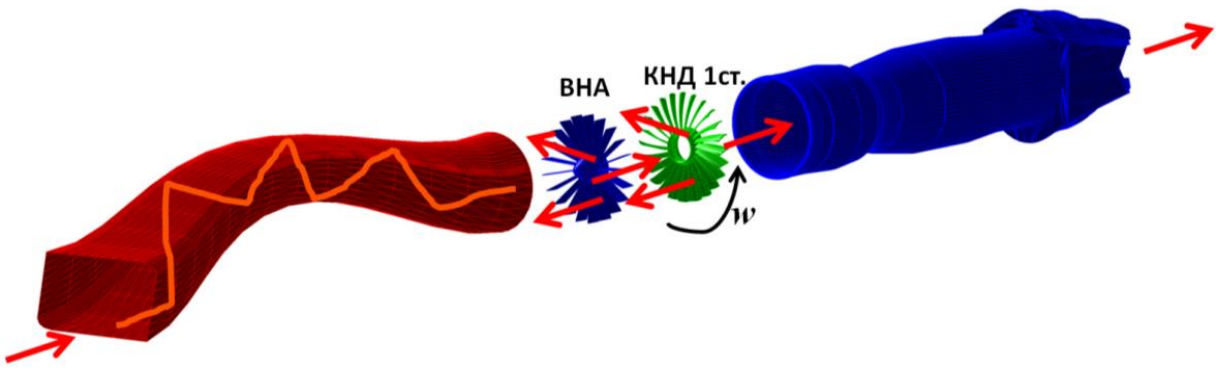



Рис. 9. Схема модели формирования спектра вторичной модуляции.

Приведенный подход к моделированию ВЦ со сниженной РЛС позволяет сформировать дальностно-доплеровские портреты ВЦ с применением любых форм и параметров сигналов на любой поляризации (рис. 10).

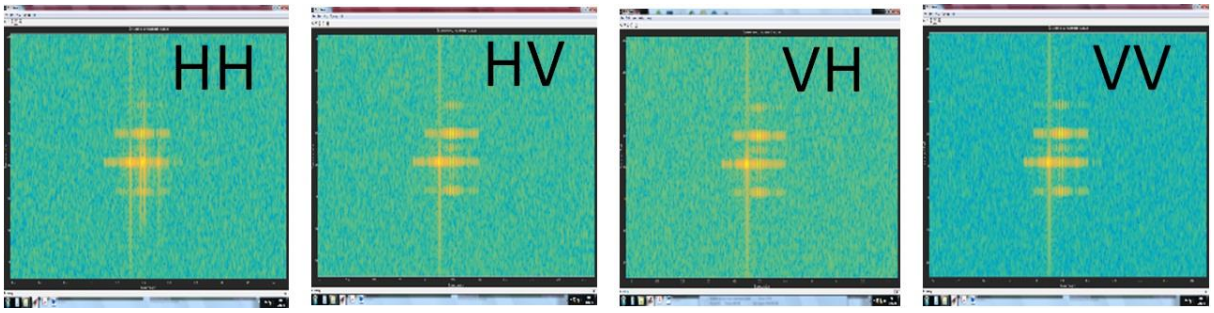



Рис. 10. Пример дальностно-доплеровских портретов ВЦ на разных поляризациях.

В качестве предложения о возможном использовании разработанного подхода при решении задач обнаружения и распознавания ВЦ предлагается использовать декомпозицию Паули (рис. 11), при которой каждый из цветов RGB соответствует ортогональным и кросс поляризациям, а также известный H-α-классификатор.

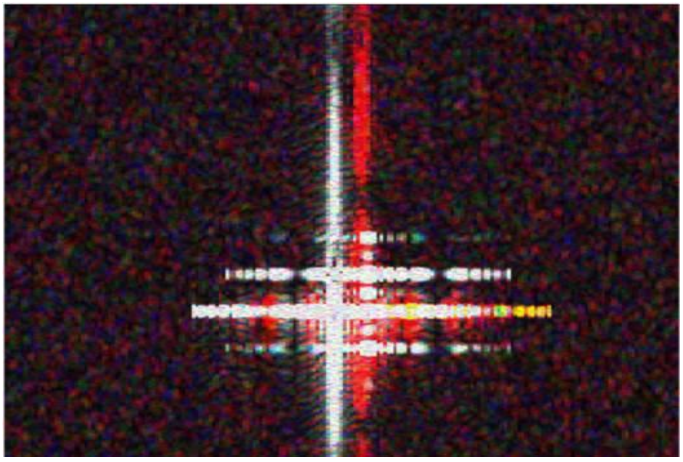


Рис. 11. Пример использования декомпозиции Паули.

## 4. Заключение

Таким образом, в статье кратко представлена проблематика исследования, на основе которой выявлена высокая актуальность и необходимость моделирования воздушных судов со сниженной радиолокационной заметностью. Применение противником целого комплекса превентивных мер, входящих в технологию Stealth, в том числе средства маскирования ЭПР, не позволяет достоверно оценить максимальную дальность обнаружения с помощью БРЛС, и, тем более, вероятность правильного их распознавания. Отсутствие априорной информации о геометрии авиационной силовой установки требует дополнительного моделирования отсутствующих элементов турбореактивного двигателя, поэтому в работе предложен метод синтеза геометрии

канала воздухозаборника. Остальные элементы синтезированы по фотографиям. Кроме того, предложенные и описанные в работе модели ВЦ, функционирования БРЛС, облучения ВЦ и формирования частотных составляющих спектра вторичной модуляции позволяют уточнить вероятностные характеристики обнаружения и распознавания ВЦ, реализованные в БРЛС, а также исследовать новые способы и признаки распознавания ВЦ в сложной помеховой обстановке.

### Литература


1. Knott E. F., Shaeffer J. F., Tuley M. T. Radar cross section. Scitech Publishing, 2004. – 638 p.
2. Лагарьков А. Н., Погосян М. А. Фундаментальные и прикладные проблемы стелс-технологий // Вестник РАН, 2003. Т. 73. № 9. – С. 779-787.
3. Кузнецов В. А. Метод снижения радиолокационной заметности воздушных судов путем параметрического синтеза оптимальной формы канала воздухозаборников // Системы управления, связи и безопасности, 2019. № 2. – С. 180-202.
4. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Динамическая модель истребителя F 22 Raptor // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов Международной научно-технической конференции. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2019. Т. 3. – С. 126-137.
5. Кузнецов В.А., Амбросов Д.В. Динамическая модель пространственно-распределенной воздушной цели // Системы управления, связи и безопасности, 2019. № 2. – С. 215-235.
6. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Модель формирования многочастотных поляриметрических дальностно-доплеровских портретов пространственно-распределенных воздушных целей // Системы управления, связи и безопасности, 2019. № 4. – С. 1-26.
7. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Алгоритмы проверки видимости модели воздушной цели в задачах оценки её эффективной площади рассеяния // Успехи современной радиоэлектроники, 2019. Т. 73. № 7. – С. 56-68.
8. Chou R., Ling H., Lee S. W. Reduction of the radar cross section of arbitrarily shaped cavity structures // Electromagnetics Laboratory report, 1987. No. 87-6. – 123 p.
9. Кузнецов В. А. Геометрические эффекты поляриметрического рассеяния электромагнитных волн элементами турбореактивного двигателя воздушного судна со сниженной радиолокационной заметностью // Академические Жуковские чтения: сборник научных статей по материалам Международной научно-практической конференции. – Воронеж: Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), 2019. – С. 181-185.


### References


1. Knott, E. F., Shaeffer, J. F., Tuley, M. T. Radar cross section. Scitech Publishing, 2004. – 638 p.
2. Lagarkov A. N., Pogosyan M. A. Fundamental and applied problems of Stealth technologies // Vestnik RAN, 2003. Vol. 73. № 9. – Pp. 779-787.
3. Kuznetsov, V. A. The radar aircraft visibility reducing method by using air intake duct optimal shape parametric synthesis // Systems of Control, Communication and Security, 2019. № 2. – Pp. 180-202.
4. Kuznetsov, V. A., Ambrosov, D. V. F-22 Raptor dynamic model // XXVI International Scientific and Technical Conference «Radiolocation, Navigation, Communications» (RLNC*2020). – Voronezh: Voronezh State University, 2019. Vol. 3. – Pp. 126-137.
5. Kuznetsov, V. A., Ambrosov, D. V. Dynamic model of a spatially distributed air target // Systems of Control, Communication and Security, 2019. № 2. – Pp. 215-235.
6. Kuznetsov, V. A., Ambrosov, D. V. Model of formation of multi-frequency polarimetric range-Doppler portraits of the spatial distributed air targets // Systems of Control, Communication and Security, 2019. № 4. – Pp. 1-26.
7. Kuznetsov, V. A., Ambrosov, D. V. Air target model visibility checking algorithms in radar cross section estimation // Achievements of Modern Radioelectronics, 2019. Vol. 73. № 7. – Pp. 56-68.

8. Chou R., Ling H., Lee S. W. Reduction of the radar cross section of arbitrarily shaped cavity structures // Electromagnetics Laboratory report, 1987. No. 87-6. – 123 p.
9. Kuznetsov, V. A. Geometric effects of polarimetric scattering of electromagnetic waves by elements of an aircraft turbojet engine with reduced radar visibility // International Scientific and Technical Conference «Akademicheskie Zhukovskie chteniya». – Voronezh: Air Force Academy, 2019. – Pp. 181-185.

# ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ С МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМОЙ

С.В. Козлов, Ле Ван Кыонг

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР), Минск, Беларусь

**Аннотация**. Приведены модификации алгоритмов оценивания угловых координат цели в радиолокационном измерителе на базе многоканальной антенной системы, предусматривающие вычисление значений функции правдоподобия (ФП) в узлах азимутально-угломестной сетки в пределах главного лепестка (ГЛ) диаграммы направленности (ДН) антенны передающего канала, поиск максимума, построение матрицы вторых производных ФП в окрестности максимума по девяти значениям ФП в узлах сетки и оценку угловых координат (УК) отраженного сигнала (ОС). Показано, что оценки УК подчиняются закону Стьюдента с двумя степенями свободы. Исследованы статистические характеристики оценок угловых координат для различных параметров сигнально-помеховых ситуаций. Получены аппроксимирующие соотношения, связывающие параметр крутизны распределения с размером сетки по угловым координатам и числом отсчетов при формировании выборочной корреляционной матрицы (КМ) процессов на выходах приемных каналов и нижней границей Рао-Крамера для дисперсии измерения углов. Даны рекомендации по реализации алгоритма.

**Ключевые слова:** радиолокационный измеритель, угловые координаты, многоканальная приемная система, статистические характеристики, функция правдоподобия.

# PECULIARITIES OF IMPLEMENTING ADAPTIVE ALGORITHMS FOR MEASUREMENT AND CHARACTERISTICS OF ESTIMATION OF ANGULAR COORDINATES OF THE TARGET IN THE RADAR METER WITH A MULTI-CHANNEL RECEIVING SYSTEM

S.V. Kozlov, Le Van Cuong

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Abstract. Given the modification of algorithms for estimating the azimuth and elevation of the target in the radar meter on the basis of a multiband antenna system, providing for calculation of values of the likelihood function (LF) node in the azimuth-elevation grid within the main lobe radiation pattern antenna transmission channel, searching for the maximum, the construction of the matrix of second derivatives of LF in the neighborhood of the maximum of the nine values of LF in the grid nodes and the estimation of the angular coordinates of the reflected signal. It is shown that the estimates of the angular coordinates obey the Student's law with two degrees of freedom. Statistical characteristics of estimates of angular coordinates for various parameters of signal-noise situations are investigated. Obtained approximating the ratio between the steepness parameter of the distribution grid size in angular coordinates and number of samples in the formation of the sample correlation matrix processes at the outputs of receiving channels and lower bound the Cramer-Rao variance for measuring angles. Recommendations for the implementation of the algorithm are given.

**Keywords:** radar meter, the angular coordinates, multi-channel reception system, the statistical characteristics of the likelihood function.

## 1. Введение

Обеспечение высокой точности оценивания УК целей радиолокационными средствами в условиях мощных внешних помех является актуальной задачей. Ее сложность увеличивается при пеленгации в двух плоскостях и при близком угловом положении источников помех и цели. В работах [1, 2] со ссылкой на более ранние работы А. К. Журавлева [3] и U. Nickel [4, 5 и др.] приведены варианты алгоритмов функционирования радиолокационного измерителя, предусматривающие формирование сигналов адаптированных суммарного и разностных каналов с последующей реализацией моноимпульсной обработки со стабилизацией или коррекцией пеленгационной характеристики (ПХ). В работе [6] получено решение для общего случая пеленгации произвольного числа нефлуктуирующих целей в пределах главного лепестка ДН в условиях воздействия активных шумовых помех. В работе [7] задача стабилизации (ПХ) решена введением ограничений на значения ДН суммарного и разностных каналов. Рассмотренные алгоритмы правомерны для случая несканирующей антенной системы и, фактически, одиночного ОС. В работах [8, 9] приведены алгоритмы обработки сигналов для измерителя обзорной радиолокационной станции при сканирующей антенной системе, пачки зондирующих и флуктуирующего ОС. Применительно к несканирующей антенной системе алгоритмы [8, 9] могут быть использованы при очевидных модификациях. Однако для всех рассмотренных алгоритмов при двумерном пеленговании требуется измерение и запоминание производных от ДН приемных каналов либо реализация процедуры поиска максимума ФП градиентным или прямым методом, что оказывается весьма затратным в вычислительном плане. Очевидным путем сокращения вычислительных затрат является поиск решения при использовании сеточной аппроксимации ФП, что предполагает обоснование параметров такой аппроксимации и исследование статистических характеристик получаемых оценок угловых координат.

Целью настоящей работы являются обоснованием путей алгоритмической реализации и исследованием свойств оценки угловых координат ОС в радиолокационном измерителе на базе несканирующей многоканальной приемной системы.

## 2. Обоснование алгоритмов обработки

Рассматривается измеритель УК (азимута и угла места) в составе импульсной радиолокационной станции обнаружения-сопровождения воздушных объектов с $n = \overline{1, N}$ канальной несканирующей в пределах длительности наблюдения ОС антенной системой. ДН приемных каналов по азимуту $\alpha$ и углу места $\beta$ описываются функциями $\dot{F}_n(\alpha,\beta)$. мешающие отражения отсутствуют. Пачка зондирующих сигналов (ЗС) включает $i = \overline{1, I}$ импульсов, при типовых значениях $I = 1...7$. Для типовых условий наблюдения интервал $\tau_c$ корреляции флуктуаций ОС $\tau_c << T_r I$, где $T_r$ - период повторения импульсов ЗС, поэтому ОС можно считать нефлуктуирующим. Векторы

сигналов $\mathbf{y}_{i,q}$ на входе измерителя представляют собой отчеты комплексных значений принимаемой реализации (на выходе согласованного фильтра для одиночного сигнала) в $q=\overline{1,Q}$ элементах разрешения, один из которых, для определенности $Q$-й является сигнальным, а остальные используются для оценивания корреляционных матриц (КМ) суммы внутренних шумов и внешних помех в каждом периоде повторения $\hat{\mathbf{\Phi}}_i = \dfrac{1}{Q-1}\sum_{q=1}^{Q-1}\mathbf{y}_{i,q}\mathbf{y}_{i,q}^{+}$.

Для вектор-столбцов $\mathbf{y}_{i,q} = (\dot{Y}_{i,q}^{(1)}, \dot{Y}_{i,q}^{(2)}, ..., \dot{Y}_{i,q}^{(N)})^{\mathrm{T}}$ отсчетов сигналов на выходах $n=\overline{1,N}$ приемных каналов запишем

$$\mathbf{y}_{i,q} = \mathbf{y}_{\mathrm{c}\,i,q} + \mathbf{y}_{\mathrm{п}\,i,q} + \mathbf{y}_{\mathrm{ш}\,i,q}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{y}_{\mathrm{ш}\,i,q} = (\dot{\xi}_{i,q}^{(1)}, \dot{\xi}_{i,q}^{(2)}, ..., \dot{\xi}_{i,q}^{(N)})^{\mathrm{T}}$ - вектор-столбцы независимых для периодов повторения, номера отсчета и номера приемного канала отсчетов внутренних шумов приемных каналов; $\mathbf{y}_{\mathrm{п}\,i,q} = \sum_{m=1}^{M}\dot{\xi}_{\mathrm{п}i,q}\sqrt{P_{\mathrm{п}m}}\mathbf{f}(\alpha_{\mathrm{п}m},\beta_{\mathrm{п}m})$ - вектор-столбцы отсчетов $m=\overline{1,M}$ внешних помех; $P_{\mathrm{п}m}, \alpha_{\mathrm{п}m}, \beta_{\mathrm{п}m}$ - мощность (на выходе изотропной приемной антенны), азимут и угол места $m$-го источника помех; $\dot{\xi}_{\mathrm{п}i,q}$ - независимые центрированные гауссовые случайны величины с единичной дисперсией; $\mathbf{f}(\alpha,\beta)$ - вектор значений ДН приемных каналов в направлении $(\alpha,\beta)$; $\mathbf{y}_{\mathrm{c}\,i,q} = 0; q = \overline{1,Q-1}; \mathbf{y}_{\mathrm{c}\,i,Q} = \dot{A}\mathbf{f}(\alpha_{\mathrm{c}},\beta_{\mathrm{c}})$ - вектор-столбцы отсчетов ОС; $\dot{A}$ - комплексная амплитуда ОС на выходе изотропной приемной антенны. Доплеровский сдвиг частоты ОС считается скомпенсированным (равным нулю).

Используя логику работ [1, 6, 8, 9] для решающей статистики $\Psi(\alpha,\beta)$ (функции правдоподобия) при приеме пачки нефлуктуирующих ОС можно получить

$$\Psi(\alpha,\beta) = \left(\sum_{i=1}^{I}\hat{P}_{\mathrm{п+ш}_i}(\alpha,\beta)\right)^{-1}\left|\sum_{i=1}^{I}\boldsymbol{\omega}_i^{+}(\alpha,\beta)\mathbf{y}_{i,Q}\right|^2, \qquad (2)$$

где $\boldsymbol{\omega}_i(\alpha,\beta) = \hat{\mathbf{\Phi}}_i\mathbf{f}(\alpha,\beta)$ - оптимальный (по критерию максимума отношения сигнал/помеха+шум) вектор весовых коэффициентов приемных каналов; $\hat{P}_{\mathrm{п+ш}_i}(\alpha,\beta) = \boldsymbol{\omega}_i^{+}(\alpha,\beta)\hat{\mathbf{\Phi}}_i\boldsymbol{\omega}_i(\alpha,\beta) = \mathbf{f}^{+}(\alpha,\beta)\hat{\mathbf{\Phi}}_i^{-1}\mathbf{f}(\alpha,\beta)$ - оценка мощности остатков внешних помех и взвешенных внутренних шумов при приеме ОС с углового направления $(\alpha,\beta)$. Как следует из (2) оптимальный алгоритм обработки предусматривает когерентное суммирование результатов $\boldsymbol{\omega}_i^{+}(\alpha,\beta)\mathbf{y}_{i,Q}$ компенсации внешних помех в каждом периоде повторения и их нормировку к оценке суммарной мощности остатков помех и взвешенных внутренних шумов. В отличии от измерения со сканирующей антенной системой [8, 9] возможные амплитудные флуктуации ОС не будут приводить к смещению максимума ФП, фазовые флуктуации будут приводить к

уменьшению максимума ФП. Если изменение фазы ОС на интервале наблюдения не превысит $\pi/6$, влияние флуктуаций можно считать незначительным. В этой связи алгоритм (2) применим и для флуктуирующих сигналов при более слабом условии $\tau_c < T_r I$.

Получение максимально-правдоподобной оценки

$$\hat{\alpha},\hat{\beta} = \arg\max_{\alpha,\beta} \Psi(\alpha,\beta), \qquad (3)$$

предполагает поиск экстремума функции двух переменных и является достаточно сложным в вычислительном плане.

Для нахождения (3) введем прямоугольную сетку с размерами ячейки по азимуту и углу места $\Delta\alpha \times \Delta\beta$ и узлами сетки $\alpha_k = \alpha_{гл} + (k - (K+1)/2)\Delta\alpha$; $\beta_m = \beta_{гл} + (m - (M+1)/2)\Delta\beta$, где $(\alpha_{гл}, \beta_{гл})$ – азимут и угол места максимума главного лепестка ДН на передачу; $K = [\Delta\alpha_{0,5}/\Delta\alpha]; M = [\Delta\beta_{0,5}/\Delta\beta]$ - число узлов сетки; $\Delta\alpha_{0,5}$, $\Delta\beta_{0,5}$ - ширина главного лепестка ДН на передачу по уровню 0,5 от максимальной мощности; $k = \overline{1,K}$.

Вычислим значения $\Psi_{k,m} = \Psi(\alpha_k, \beta_m)$ ФП в узлах сетки и найдем максимальное значение $\Psi_{\max} = \arg \Psi_{k,m}$ и его индексы $k_м, m_м = \arg\max_{k,m} \Psi_{k,m}$, которые дают грубую оценку угловых координат ОС в виде $\hat{\alpha} = \alpha_{k_м}$; $\hat{\beta} = \beta_{m_м}$.

Уточнение оценки может быть выполнено способом наименьших квадратов или путем вычисления матрицы вторых производных [1].

Для способа наименьших квадратов (НМК) аппроксимируем ФП в окрестности максимума параболоидом $\psi_{ап}(\alpha,\beta,\gamma) = (\alpha^2, \beta^2, \alpha\beta, \alpha, \beta, 1)\gamma$, где вектор $\gamma = (a,b,c,d,e,g)^T$ коэффициентов является решением системы линейных уравнений:

$$\sum_{i_1=-1}^{1}\sum_{i_2=-1}^{1} (\psi_{k_м+i_1, m_м+i_2} - \psi_{ап}(\alpha_{k_м+i_1}, \beta_{m_м+i_2})) \frac{\partial}{\partial\gamma_\ell} \psi_{ап}(\alpha_{k_м+i_1}, \beta_{m_м+i_2}, \gamma) = 0;\ \ell = \overline{1,6},$$

что приводит к оценке вида

$$\hat{\alpha}_c^{мнк} = \frac{2bd - ce}{c^2 - 4ab};\ \hat{\beta}_c^{мнк} = \frac{2ae - cd}{c^2 - 4ab}, \qquad (4)$$

Для способа на основе матрицы вторых производных (МВП), фактически реализующего один шаг метода Ньютона поиска максимума функции двух переменных, вычислим вектор первых и матрицу вторых производных в численном виде:

$$\mathbf{f} = \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \end{pmatrix};\ F_1 = \frac{\Psi_{k_м+1, m_м} - \Psi_{k_м-1, m_м}}{2\Delta\alpha};\ F_2 = \frac{\Psi_{k_м, m_м+1} - \Psi_{k_м, m_м-1}}{2\Delta\beta};$$

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix};\ F_{11} = \frac{\Psi_{k_м+1, m_м} - 2\Psi_{k_м, m_м} + \Psi_{k_м-1, m_м}}{\Delta\alpha^2};\ F_{22} = \frac{\Psi_{k_м, m_м+1} - 2\Psi_{k_м, m_м} + \Psi_{k_м, m_м-1}}{\Delta\beta^2};$$

$$F_{12} = F_{21} = \frac{\Psi_{k_м+1, m_м+1} - \Psi_{k_м-1, m_м+1} - \Psi_{k_м+1, m_м-1} + \Psi_{k_м-1, m_м-1}}{4\Delta\alpha\Delta\beta},$$

что приводит к оценке вида

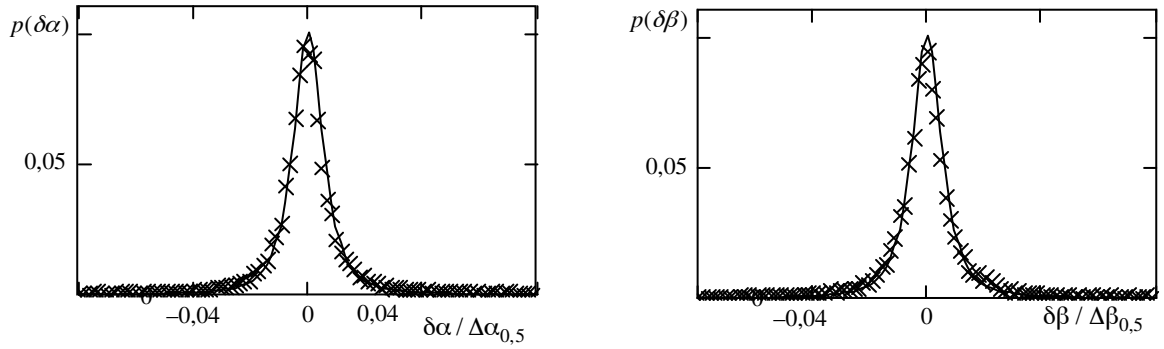
$$\begin{pmatrix} \hat{\alpha}_{\text{с}}^{\text{н}} \\ \hat{\beta}_{\text{с}}^{\text{н}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_{k_{\text{м}}} \\ \beta_{m_{\text{м}}} \end{pmatrix} - \mathbf{F}^{-1}\mathbf{f} . \qquad (5)$$

### 3. Результаты исследования статистических характеристик оценок УК

Алгоритмы (4) и (5), реализуемые на основе (2) исследовались для случая измерителя на базе прямоугольной антенной решетки из 16 ненаправленных элементов (размер 4x4) с расстоянием между элементами в половину длины волны ($\Delta\alpha_{0,5} = \Delta\beta_{0,5} \approx 25^{\circ}$). Азимут и угол ОС случайным образом изменяются в пределах $\alpha(\beta)_{\text{с}} / \Delta\alpha_{0,5} = \pm 0,08$. Угловые положении единственного источника помех с отношением помеха/шум на выходе приемного элемента 60 дБ изменялись случайным образом в пределах $\alpha(\beta)_{\text{п}} / \Delta\alpha_{0,5} = \pm 1,2$. Размер ячейки сетки составлял $\Delta\alpha(\beta) / \Delta\alpha(\beta)_{0,5} = 0,004...0,04$.

В процессе исследования было установлено, что уточнение оценки (5) на основе построения матрицы вторых производных обладает несколько лучшими характеристиками при близком угловом положении источника помех и ОС, чем способ на основе метода наименьших квадратов, поэтому все дальнейшие результаты приведены для оценок (5).

На рис.1 приведены выборочные плотности вероятности $P(\delta\alpha(\beta))$ ошибок $\delta\alpha = \hat{\alpha} - \alpha_{\text{с}}$, $\delta\beta = \hat{\beta} - \beta_{\text{с}}$ оценивания азимута ОС, построенные для достаточного ($10^4$) числа реализаций при размерах ячейки сетки $\Delta\alpha(\beta) / \Delta\alpha(\beta)_{0,5} = 0,04$, $Q = 32$, положениях полезного сигнала в секторе $\alpha(\beta)_{\text{с}} / \Delta\alpha(\beta)_{0,5} = \pm 0,08$ и помехи в секторе $\alpha(\beta)_{\text{п}} / \Delta\alpha(\beta)_{0,5} = \pm 1,2$.




а) б)

Рис.1. Выборочные (маркеры) и теоретические (сплошные кривые) плотности вероятности ошибок оценки азимута (а) и угла места (б) отраженного сигнала

Как видно из графиков, смещение ошибки пеленгации равно нулю. Сплошной кривой показана плотность вероятности, соответствующая распределению Стьюдента с двумя степенями свободы вида

$$w(x) = \frac{\xi}{2\left(1 + (x-m)^2\xi^2\right)^{3/2}}, \qquad (6)$$

где $m = 0$ - математической ожидание ошибок; $\xi$ - параметр, определяющий степень остроты вершины распределения и уровень его «хвостов».

Выборочная и теоретическая плотности вероятности совпадают с высокой точностью, то есть можно полагать, что ошибки пеленгации являются несмещенными и распределены по закону Стьюдента с двумя степенями свободы. График плотности вероятности Стьюдента, как и нормального распределения, является симметричным и колоколообразным, но с более тяжелыми хвостами, из-за чего реализации случайной величины с распределением Стьюдента часто сильно отличаются от математического ожидания. Характерной особенностью распределения Стьюдента с двумя степенями свободы является отсутствие центральных моментов, начиная со второго порядка. Поэтому точность пеленгации необходимо оценивать с использованием соответствующих квантилей указанного распределения.

Для исследования эффективности радиолокационных измерителей и проведения математического моделирования радиолокационных средств необходимо вычислять параметр $\xi$ распределения Стьюдента. Отметим, что в теоретическом плане нижняя граница для дисперсии оценки пеленгации определяется неравенством Рао-Крамера, но на практике сама дисперсия не существует. Это позволяет предположить, что нижняя граница Рао-Крамера связана с параметром $\xi$. Установим указанную связь.

Для среднего значения ФП запишем

$$\overline{\psi}(\alpha,\beta,A,\varphi) = -A^2\sum_{i=1}^{I}\mathbf{f}^{+}(\alpha,\beta)\mathbf{\Phi}_i^{-1}\mathbf{f}(\alpha,\beta) + 2A_{\text{c}}A\cos(\varphi-\varphi_{\text{c}})\sum_{i=1}^{I}\mathbf{f}^{+}(\alpha_{\text{c}},\beta_{\text{c}})\mathbf{\Phi}_i^{-1}\mathbf{f}(\alpha,\beta), \qquad (7)$$

где $\alpha_{\text{c}},\beta_{\text{c}},A_{\text{c}},\varphi_{\text{c}}$ - истинные параметры ОС. В (7) исключены слагаемые, не зависящие от оцениваемые параметров.

Матрица Фишера имеет вид

$$\mathbf{I}_{\phi} = \begin{pmatrix} \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\alpha^2} & \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\alpha\partial\beta} & \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\alpha\partial A} & 0 \\ \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\alpha\partial\beta} & \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\beta^2} & \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\beta\partial A} & 0 \\ \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\alpha\partial A} & \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\beta\partial A} & \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial A^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\partial^2\overline{\psi}}{\partial\varphi^2} \end{pmatrix}.$$

Матрица Фишера вычисляется при $\alpha = \alpha_{\text{c}},\beta = \beta_{\text{c}},A{=}A_{\text{c}},\varphi = \varphi_{\text{c}}$, при этом ввиду $\varphi = \varphi_{\text{c}}$ все элементы четвертой строки и столбца, за исключением диагонального равны нулю. Элементы корреляционной матрицы ошибок пеленгации $\mathbf{K} = -\mathbf{I}_{\phi}^{-1}$ определяют средние квадратические отклонения ошибок пеленгации по азимуту и углу места:

$$\sigma_\alpha = \sqrt{K_{1,1}};\ \sigma_\beta = \sqrt{K_{2,2}}\ . \qquad (8)$$

Для установления взаимосвязи параметров $\sigma_{\alpha(\beta)}$ и $\xi_{\alpha(\beta)}$ изменяем азимут источника помех, зафиксировав другие параметры ситуации, и оцениваем указанные параметры аналитически и имитационно. Результаты для случая отношения сигнал/шум 30 дБ, помеха/шум 60 дБ, $\alpha_c / \Delta\alpha_{0,5} = 0{,}04$, $\beta_c / \Delta\beta_{0,5} = 0$, $\beta_п / \Delta\beta_{0,5} = 0$ и различных значений $\alpha_п / \Delta\alpha_{0,5}$, $Q =$ 32 приведены в табл. 1. На рис. 2 приведена экспериментальная зависимость $\xi\Delta\alpha_{0,5}(\sigma_\alpha / \Delta\alpha_{0,5})$ для указанной ситуации.

Табл 1. Экспериментальная зависимость $\sigma_\alpha$, $\xi$ от углового отклонения источника помех

| Нормированное угловое отклонение источника помех $\alpha_п / \Delta\alpha_{0,5}$ | Нормированная СКО пеленгации $\sigma_\alpha / \Delta\alpha_{0,5}$ | Параметр $\xi\Delta\alpha_{0,5}$ |
|---|---|---|
| 0,4 | 0,0133 | 43,75 |
| 0,36 | 0,0146 | 38,75 |
| 0,32 | 0,0163 | 35,75 |
| 0,28 | 0,0184 | 32,5 |
| 0,24 | 0,0211 | 28,75 |
| 0,2 | 0,024 | 25 |

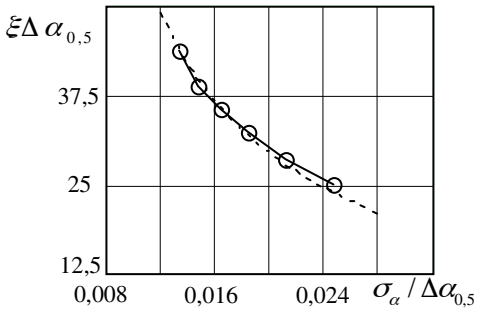



Рис .2. Зависимость параметра $\xi\Delta\alpha_{0,5}$ распределения Стьюдента от нижней границы СКО $\sigma_\alpha / \Delta\alpha_{0,5}$

Как следует из табл.1 и рис.2, параметр $\xi$ распределения Стьюдента обратно пропорционален СКО $\sigma_\alpha$ и может быть аппроксимирован зависимостью вида (пунктирная кривая на рис. 2).

$$\xi = \frac{\gamma_\xi}{\sigma_\alpha}, \qquad (9)$$

со значением при заданных размерах ячейки сетки и числе отсчетов при формировании выборочной КМ $\gamma_\xi = 0{,}59$.

Таким образом, параметр $\xi$ распределения Стьюдента обратно пропорционален среднеквадратическому отклонению ошибки в соответствии с границей Рао-Крамера с коэффициентом $\gamma_\xi$, определяемым размером ячейки сетки и числом отсчетов при формировании выборочной КМ. Указанный факт подтвержден в ходе компьютерного моделирования для представительного набора сигнально-помеховых ситуаций.

Точность оценивании угловых координат практически не зависит от числа отсчетов при $Q \geq 10N$. При уменьшении числа отсчетов точность уменьшается (рис.3).

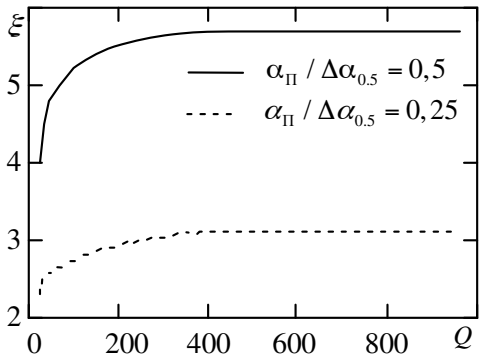
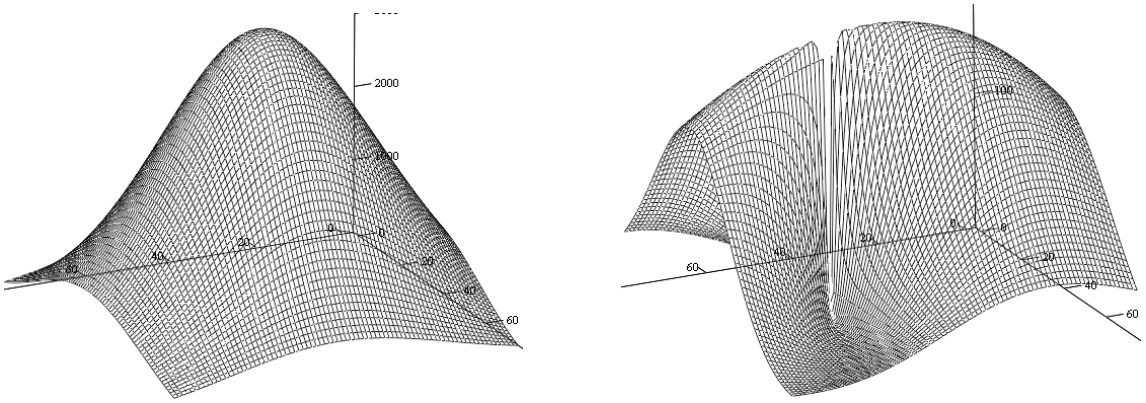



Рис .3. Зависимость $\xi(Q)$ при $\Delta\alpha(\beta)/\Delta\alpha(\beta)_{0,5} = 0,04$

Указанная зависимость точности пеленгации от числа отсчетов соответствует известным [10] закономерностям резкого возрастания квадрата нормы ВВК, то есть взвешенных внутренних шумов, при уменьшении числа отсчетов при формировании выборочной КМ процессов на выходах приемных каналов. Так, например, при $Q = 2N$ потери в ОСПШ, обусловленные возрастанием нормы ВВК по отношению к случаю точно известной КМ составляют около 3 дБ, а при $Q = N$ - уже около 10 дБ.

При уменьшении дискретности $\Delta\alpha, \Delta\beta$ расчета ФП, то есть размеров ячейки сетки по азимуту и углу места, в узлах которой вычисляются значения ФП, точность оценивания УК увеличивается. Однако общее число узлов $\frac{\Delta\alpha_{0,5}\Delta\beta_{0,5}}{\Delta\alpha\Delta\beta}$ сетки при двумерном пеленговании может оказаться достаточно большим и составить величину от нескольких сотен до тысяч, что существенно затрудняет практическую реализацию измерителя. Наибольшее влияние на размер ячейки сетки оказывает взаимное пространственное положение области $\alpha_{гл} \pm \Delta\alpha_{0,5}/2; \beta_{гл} \pm \Delta\beta_{0,5}/2$ наблюдения (ожидаемого прихода ОС) и помех $\alpha_{пm}$ (рис. 4).




а) б)

Рис .4. Вид ФП при отсутствия (а) и наличии (б) помехи в пределах области наблюдения

Если в пределах области наблюдения источники помех отсутствуют, то ФП имеет «гладкий» характер с одним экстремумом (рис. 4, а) и размер ячейки сетки может составлять $\Delta\alpha(\beta) = (0,2...0,25)\Delta\alpha(\beta)_{0,5}$ при общем числе узлов сетки 20…25. Если в область наблюдения попадает хотя бы один источник помех, то ФП становится

многоэкстремальной (рис.4, б) и при больших размерах ячейки сетки может наблюдаться смещение оценок УК.

Если помеха воздействует из области наблюдения, то при больших размерах ячейки сетки выборочные плотности вероятности могут деформироваться в сравнении с распределением Стьюдента ввиду неверного определения (пропуска истинного) максимума ФП. Для подтверждения этого на рис. 5 для различных размерах ячейки стеки приведены выборочные плотности вероятности ошибок оценок УК при $\alpha_{п1} / \Delta\alpha_{0,5} = 0,15$.

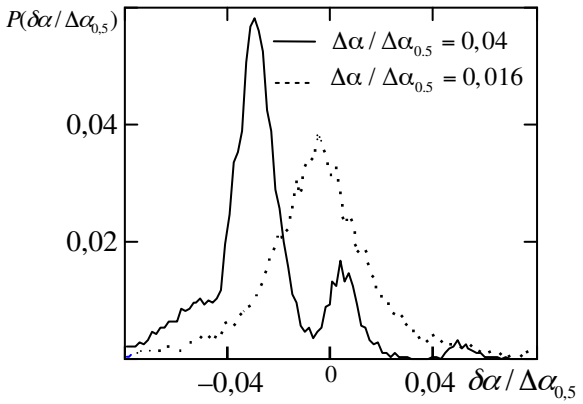



Рис .5. Влияние размера ячейки сетки на точность оценивания угловых координат при $\alpha_{п1} / \Delta\alpha_{0,5} = 0,15$

При $\Delta\alpha / \Delta\alpha_{0,5} = 0,04$ выборочная плотность вероятности становится двухэкстремальной, причем положения максимумов не соответствуют ни угловому положению сигнала, ни помехи. Уменьшение размера ячейки сетки приводит к восстановлению единственного экстремума при нулевом смещении оценки. Зависимость математического ожидания ошибки пеленгации от нормированного углового положения источника помех для размеров ячейки сетки $\Delta\alpha / \Delta\alpha_{0,5} = 0,04$ и $\Delta\alpha / \Delta\alpha_{0,5} = 0,016$ приведена на рис. 6.

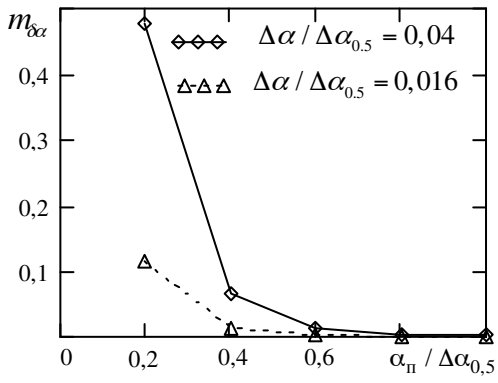



Рис.6.Зависимость математического ожидания ошибок пеленгации от нормированного углового отклонения источника помех от ОС

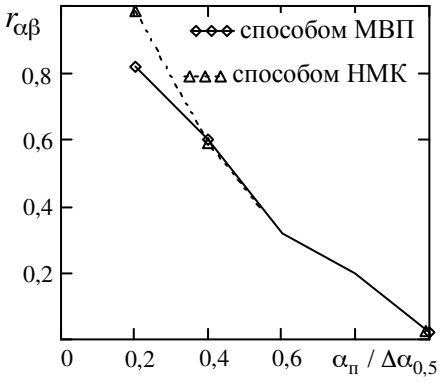



Рис .7. Коэффициент корреляции ошибок по азимуту и углу места

При близком положении источника помех и ОС коэффициент $r_{\alpha\beta}$ корреляции ошибок оценок по азимуту и углу места (рис. 7) составляет 0,7…0,9, то есть ошибки

сильно коррелированны. Удаление источника помеха от ОС приводит к уменьшению коэффициента корреляции ошибок. При $\alpha(\beta)_{\text{п}} / \Delta\alpha(\beta)_{0,5} \geq 1$ оценки независимы. Это свидетельствует о целесообразности адаптивного выбора размеров ячейки сетки (рис. 8), например, следующим образом:

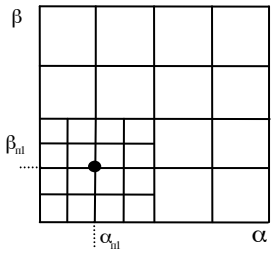



Рис.8. К адаптивному выбору размеров ячейки сетки

с использованием одного из методов «сверхразрешения» мощных источников помех по тем же выборкам, что и для построения ФП, оценивается число $\hat{M}$ и угловые координаты $\hat{\alpha}_{\text{п}m}$ источников помех, а также средние квадратические ошибки $\sigma_{\alpha(\beta)_{\text{п}}}$; размеры $\Delta\alpha(\beta)_{\text{п}}$ ячейки сетки в угловых областях $\hat{\alpha}_{\text{п}m} \pm 3\sigma_{\alpha_{\text{п}}}$, $\hat{\beta}_{\text{п}m} \pm 3\sigma_{\beta_{\text{п}}}$ вблизи оценок УК источников помех в пределах области наблюдения выбираются минимально возможными $\Delta\alpha(\beta)_{\text{п}} / \Delta\alpha_{0,5} = 0,01...0,02$;

в остальной части области наблюдения размеры ячейки сетки выбираются в пределах $\Delta\alpha(\beta)_{\text{п}} / \Delta\alpha_{0,5} = 0,05...0,2$; при попадании максимума на границу с разными размерами ячейки сетки вычисление МВП для оценок (5) соответствующим образом модифицируется.

## 4.Заключение

Полученные результаты могут быть использованы при разработке алгоритмов функционирования и исследовании эффективности радиолокационных измерителей угловых координат на базе многоканальных приемных систем.

## Литература

1. Wulf D.W. Radar, Sonar and Navigation Series 26: Radar Techniques Using Array Antennas 2nd edution – The Institution of Engineering and Technology, London, U.K, 2013. – 558 p.
2. Порсев В.И. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР. М.: Радиотехника, 2019. –160 с.
3. Журавлев А.К., др. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками. Л.: Изд. Ленинградского ун-та,1991. –544 с.
4. Nickel U. Monopulse Estimation with Adaptive Arrays // IEE Proceedings, Pt.F. –1993. – №5. P. 303-308.
5. Nickel U., Haykin S., Shepherd T. J. Radar Target Parameter Estimation with Array Antennas (Chapter 3) // Radar Array Processing, Springer Series in Information Sciences, Springer-Verlag, Berlin, –1993. P. 47–98.
6. Чижов А.А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС // Информационно-управляющие системы. – 2016. – №1. – С. 88–92.

7. Карпухин В.И., Козлов С.В., Сергеев В.И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех // Антенны. – 2010. –№6. – С.71–76.
8. Козлов С.В., Ву Т.Х. Оценивание угловых координат в радиолокационных станциях с подсистемами пространственной компенсации помех //Доклады БГУИР. 2019. – № 4. – С.48-56.
9. Козлов С.В., Ву Т.Х. Алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой// Журнал радиоэлектроники [электронный журнал].–2019.–№11. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/nov19/10/text.pdf. DOI 10.30898/1684-1719.2019.11.10.
10. Robert A.M. Introduction to Adaptive Arrays: SciTech Publishing, Inc, Raleigh, NC 27615, – 2004. – 552 p.

## REFERENCES

1. Wulf, D.W. Radar, Sonar and Navigation Series 26: Radar Techniques Using Array Antennas 2nd edution. The Institution of Engineering and Technology, London, U.K, 2013. – 558 p.
2. Porsev, V.I. Monopulse direction finding in radars with digital headlights. Monograph .M.: Radio engineering, 2019. –160 p.
3. Zhuravlev, A.K. Adaptive radio systems with antenna arrays .L.: Ed. Leningrad University, 1991. – 544 p.
4. Nickel, U. Monopulse Estimation with Adaptive Arrays // IEE Proceedings, Pt.F. –1993. – №5. P. 303-308.
5. Nickel, U., Haykin S., Shepherd, T.J. Radar Target Parameter Estimation with Array Antennas (Chapter 3) // Radar Array Processing, Springer Series in Information Sciences, Springer-Verlag, Berlin, –1993. P. 47–98.
6. Chizhov, A.A. Superresolving of radar targets when exposed to active noise interference along the main and near side lobes of the radar antenna radiation pattern // Information and control systems. - 2016. - No. 1. - P. 88–92.
7. Karpukhin, V.I., Kozlov S.V., Sergeev, V.I. Synthesis of structural options for radar angular coordinate meters with adaptive spatial interference compensation // Antennas. - 2010. –№6. - P. 71–76.
8. Kozlov, S.V., Vu, T.H., Estimation of angular coordinates in radar stations with subsystems of spatial interference compensation // Reports of BSUIR. 2019.- No. 4. - P.48-56.
9. Kozlov, S.V., Vu, T.H., Algorithms for signal processing in radar angular coordinate meters with a scanning multi-channel antenna system// Journal of Radio Electronics [electronic journal].– 2019. – №11. Access mode: http://jre.cplire.ru/jre/nov19/10/text.pdf.DOI10.30898/ 1684-1719.2019.11.10.
10. Robert, A.M. Introduction to Adaptive Arrays: SciTech Publishing, Inc, Raleigh, NC 27615, – 2004. – 552 p.

# ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ ДЛЯ ТРЕХМЕРНОЙ ПЕЧАТИ

А. М. Бобрешов, К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко,
А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков

ФГБОУ ВО «Воронежский Государственный Университет», Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе было проведено аналитическое исследование модели волноводной измерительной линии, в результате которого получена аналитическая формула для определения параметров диэлектриков по коэффициентам прохождения. В ходе эксперимента было продемонстрировано, что данная модель хорошо согласуется с экспериментом. На основе полученного математического описания предложен метод для быстрого определения электрофизических параметров. В качестве примера проведено измерение параметров ABS пластика.

**Ключевые слова:** диэлектрическая проницаемость; тангенс угла потерь; диэлектрик; 3D печать.

# ESTIMATION OF DIELECTRIC ELECTROPHYSICAL PARAMETERS FOR 3D-PRINTING

A. M. Bobreshov, K. S. Zhevnerov, I. S. Korovchenko,
A. A. Kononov, K. V. Smuseva, G. K. Uskov

Voronezh State University, Voronezh, Russia

**Abstract.** The analytical study of the model of the waveguide measuring line was carried out. The analytical formula was obtained for determining the parameters of dielectrics from the transmission coefficients. During the experiment, it was demonstrated that this model is in good agreement with the experiment. The method based on the obtained mathematical description for the determination of electro-physical parameters is proposed. As an example, the parameters of ABS plastic were measured.

**Keywords:** the dielectric constant; loss tangent; dielectric; 3D printing.

## 1. Введение

3D-печать или “аддитивное производство” - относительно новая, но быстро развивающаяся технология, уже нашедшая свое применения в архитектуре, строительстве, промышленном дизайне, автомобилестроении, медицине, аэрокосмической отрасли и множестве других сфер [1]. 3D-печать может быть также использоваться для производства микроволновых и терагерцевых компонентов, охватывающих широкий спектр приложений (поглотители, волноводы, антенны, линзы) и работающих в широком диапазоне частот [2-3]. Традиционно эти компоненты изготавливаются путем механической и химической обработки.

Одним из необходимых условий для синтеза СВЧ компонентов является необходимость знания электрофизических параметров исходных материалов, для определения которых существует множество различных методов. Выбор наиболее подходящего метода измерения определяется свойствами конкретного материала (размерами и формой образца, диапазоном частот), необходимой точностью, удобством измерения, стоимостью. Существующие методы определения диэлектрической

проницаемости материалов и потерь в них предполагают сложную калибровку. Кроме того, дополнительная сложность возникает в связи с тем, что используемые для 3D-печати материалы (FDM filament) от разных производителей (не смотря на одинаковые названия материалов) могут значительно отличаться по своим параметрам. Поэтому при печати СВЧ компонентов необходимо измерить параметры используемого диэлектрика для внесения корректировок в печатаемую модель. Исходя из вышесказанного данная работа посвящена разработке метода измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь диэлектрических материалов, используемых при FDM 3D-печати.

## 2. Модель измерительной системы на основе прямоугольного волновода с диэлектриком

Для измерения параметров диэлектрических материалов, используемых для FDM 3D-печати, рассмотрим измерительную линию, состоящую из последовательно соединенных прямоугольных волноводов (Рисунок 1).

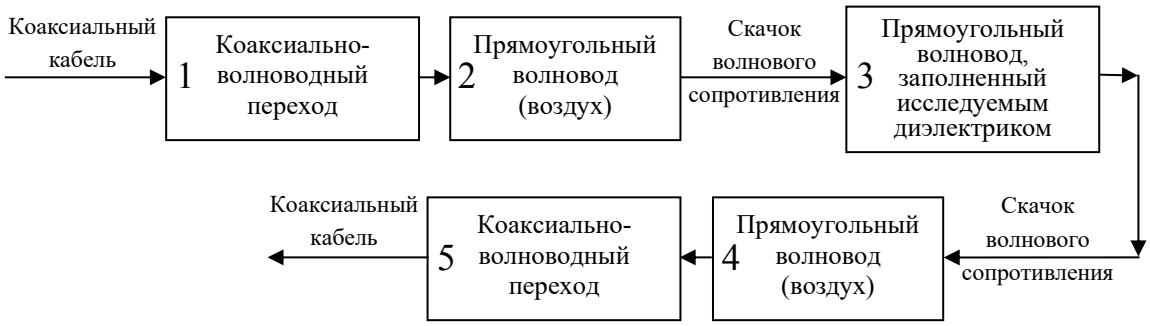



Рис. 1. Схема измерительной линии

В середину волноводной линии устанавливается сплошной образец из исследуемого материала. Образец в форме прямоугольного параллелепипеда предварительно изготавливается методом 3D-печати, при этом его размеры должны точно соответствовать внутреннем размерам волновода. С двух сторон волноводного тракта установлены коаксиально-волноводные переходы.

Получим аналитическое выражение для коэффициента передачи такой измерительной линии с учетом параметров диэлектрика. Будем считать, что исследуемый образец имеет известные геометрические размеры. При этом его сечение, совпадает с сечением прямоугольного волновода. Будем использовать следующие известные соотношения [4]. Волновое сопротивление волновода:

$$R(\varepsilon,\mathrm{f}) = \frac{2b}{a} \cdot \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon - \left(\frac{c}{2\mathrm{f}a}\right)^2}}, \qquad (1)$$

где $\varepsilon$ – диэлектрическая проницаемость материала внутри волновода, $f$ – частота сигнала, $b$ – высота поперечного сечения волновода, $a$ – ширина поперечного сечения волновода, $c$ – скорость света в вакууме.

Запишем длину волны в волноводе:

$$\lambda(\mathrm{f},\varepsilon) = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon - \left(\frac{c}{2\mathrm{f}a}\right)^2}}, \qquad (2)$$

тогда прирост фазы при прохождении волноводной линии длинной $L$ можно записать в виде:

$$\theta(\varepsilon,f,L)=\frac{2\pi \mathrm{Lf}}{\lambda(\mathrm{f},\varepsilon)}=\frac{2\pi \mathrm{Lf}}{c}\cdot\sqrt{\varepsilon-\left(\frac{c}{2\mathrm{fa}}\right)^2}. \quad (3)$$

Как известно из [5, 6], каждый из блоков представленной на рис. 1 схемы может быть представлен в виде четырёхполюсника, причем комплексные амплитуды падающих и отражённых волн связаны волновой матрицей рассеяния S:

$$\begin{pmatrix}b_1\\b_2\end{pmatrix}=\mathrm{S}\cdot\begin{pmatrix}a_1\\a_2\end{pmatrix},\mathrm{S}=\begin{pmatrix}S_{11}&S_{12}\\S_{21}&S_{22}\end{pmatrix}, \quad (4)$$

где $b_i$ – амплитуды отражённых волн, $a_i$ – амплитуды падающих волн.

Кроме описанной матрицы S-параметров, применяются «передаточные» T-параметры [4]:

$$\begin{pmatrix}b_1\\a_1\end{pmatrix}=\mathrm{T}\cdot\begin{pmatrix}a_2\\b_2\end{pmatrix},\mathrm{T}=\begin{pmatrix}T_{11}&T_{12}\\T_{21}&T_{22}\end{pmatrix}. \quad (5)$$

Они удобны тем, что связывают амплитуды волн по разные стороны блока, следовательно, чтобы получить T-параметры всей линии, достаточно перемножить матрицы, описывающие отдельные её блоки. В тоже время S-параметры доступны для непосредственного экспериментального измерения.

S-параметры преобразуются в T-параметры следующим образом [7]:

$$T_{11}=\frac{-\det(S)}{S_{21}};\mathrm{T}_{12}=\frac{S_{11}}{S_{21}};\mathrm{T}_{21}=\frac{-S_{22}}{S_{21}};\mathrm{T}_{22}=\frac{1}{S_{21}}, \quad (6)$$

где det(S) – определитель матрицы S.

Формулы обратного преобразования имеют вид [7]:

$$S_{11}=\frac{T_{12}}{T_{22}};\mathrm{S}_{12}=\frac{-\det(T)}{T_{22}};\mathrm{S}_{21}=\frac{1}{T_{22}};\mathrm{S}_{22}=\frac{-T_{21}}{T_{22}} \quad (7)$$

При расчете последовательно соединенных линий передачи с разными волновыми сопротивлениями отражение от образуемой неоднородности описывается следующим выражением [2]:

$$S_{11}\left(R_1,\mathrm{R}_2\right)=\frac{\frac{R_2}{R_1}-1}{\frac{R_2}{R_1}+1}=\frac{R_2-R_1}{R_2+\mathrm{R}_1}, \quad (8)$$

где $R_1$ – волновое сопротивление первой, а $R_2$ – волновое сопротивление второй линии передачи. При этом компонента $S_{21}$ соответствует коэффициенту прохождения:

$$S_{21}\left(R_1,\mathrm{R}_2,\theta\right)=\frac{2\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{\frac{R_2}{R_1}+1}e^{-\mathrm{i}\theta}=\frac{2\sqrt{R_1R_2}}{R_2+\mathrm{R}_1}e^{-\mathrm{i}\theta}, \quad (9)$$

где $\theta$ – сдвиг фазы при прохождении второй линии передачи.

Предполагая, что линии передачи обладают симметрией относительно центра исследуемого диэлектрического материала можно получить $T$-матрицу, описывающую всю измерительную линию:

$$T=T^1T^2T^3T^4T^5, \quad (10)$$

где $\mathrm{T}^1$-$\mathrm{T}^5$ – матрицы $T$-параметров, соответствующие номерам блоков в обозначениях рисунка 1.

Компонента $S_{21}$ имеет наиболее важное значение в том смысле, что описывает «прошедшую волну» и легко измеряется на практике. С учетом соотношений (8), (9), (10) и преобразований (6) и (7) может быть получено соотношение, описывающее коэффициент передачи последовательно соединенных линий 2-3-4 в обозначениях рисунка 1:

$$S_{21} = \frac{1}{T_{22}} = \frac{4R_1R_2}{e^{2i\theta_2}\left(4R_1R_2\cos\theta_3 + 2i\left(R_2^2 + R_1^2\right)\sin\theta_3\right)}, \qquad (11)$$

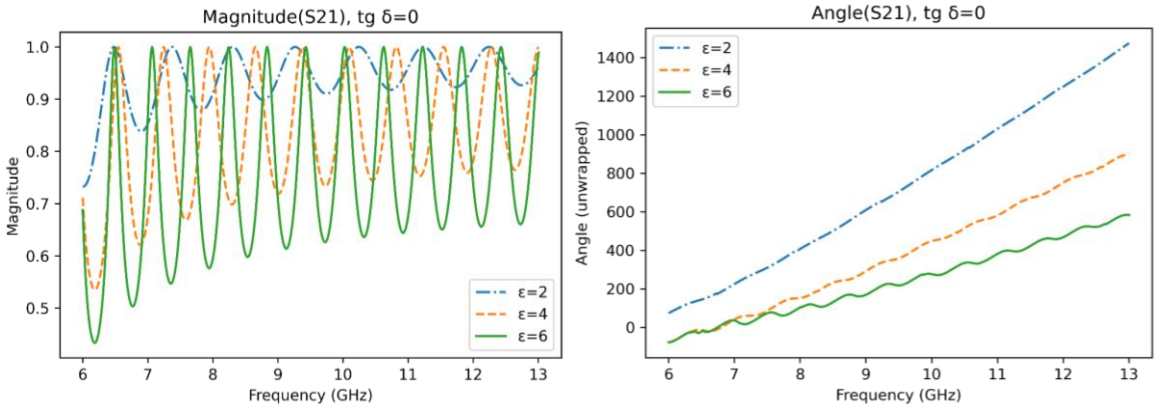
где $\theta_2$ – прирост фазы при прохождении прямоугольного волновода, заполненного воздухом (блок 2 и 4 в обозначениях рисунка 1), $\theta_3$ – прирост фазы при прохождении прямоугольного волновода, заполненного исследуемым диэлектриком.

С учетом (3) выражение (11) можно привести в виду:

$$S_{21} = \frac{\sqrt{(2fa)^2 - c^2}\cdot\sqrt{(2fa)^2\varepsilon - c^2}\cdot e^{-2iQ_1}}{\sqrt{(2fa)^2 - c^2}\sqrt{(2fa)^2\varepsilon - c^2}\cos Q_2 + i\sin Q_2\left(2(fa)^2(\varepsilon+1) - c^2\right)}. \qquad (12)$$

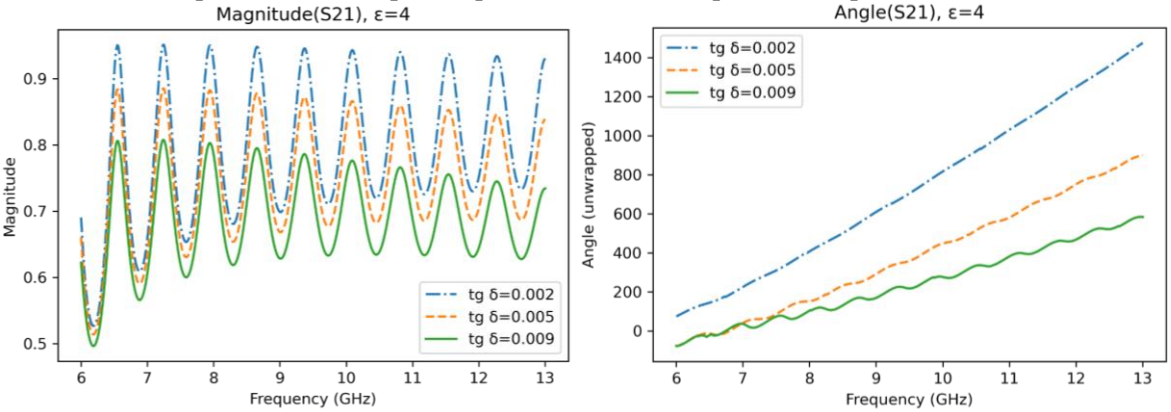
здесь $\varepsilon$ – искомая диэлектрическая проницаемость, в общем случае являющаяся комплексной величиной.

Формула (12) пригодна для теоретического вычисления частотных характеристик измерительной линии с целью сравнения их с результатами эксперимента, на основе чего может быть определена диэлектрическая проницаемость исследуемого материала.




а) б)

Рис. 2. Рассчитанные по формуле (11) модуль (а) и аргумент (б) S21 для линий передачи без потерь для различных диэлектрических проницаемостей.




а) б)

Рис. 3. Рассчитанные по формуле (11) модуль (а) и аргумент (б) S21 для линий передачи при различных потерях в диэлектрике и фиксированной $\varepsilon = 4$.

На рисунках 2-3 представлены Рассчитанные по формуле (11) модуль и аргумент S21 для линий передачи. При этом в исследуемом диэлектрике варьировались как проницаемость $\varepsilon$, так и потери в диэлектрике, задаваемые тангенсом угла $\delta$.

### 3. Измерение параметров диэлектрика

Были напечатаны тестовые образцы из ABS (акрилонитрилбутадиенстирол) пластика, полностью заполняющие внутренне сечение волновода. Т.е. представляющие собой прямоугольные параллелепипеды, с сечением 28.4 x 12.6 мм длинной 100 мм. Все образцы были напечатаны со 100% внутренним заполнением. Для печати образцов использовался 3D-принтер MakerBot Replicator 2X. Образцы печатались вертикально. Температура экструдера составляла 220°C, при подогреве стола 120°C. Внешний обдув не использовался.

В ходе эксперимента, сначала было проведено измерение пустого тракта. Для измерений S-параметров использовался векторный анализатор цепей Agilent серии PNA-L. Фотография измерительного тракта представлена на рисунке 4. Далее в середину волноводной линии устанавливался данный образец из исследуемого материала.

Рис. 3. Фотография измерительного тракта.

Далее S-параметры для модели с геометрическими размерами, аналогичными эксперименту рассчитывались по выражению (12) и производился подбор параметров диэлектрика путем оптимизации диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь. Данный подбор осуществлялся путём минимизации функции представляющей собой сумму квадратов разностей экспериментальных значений и предсказанных на основе предложенной модели. Таким образом, хождение искомых значений диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь сводятся к минимизации целевой функции:

$$f(\varepsilon,\delta) = \sum_i \left(y_i - f_i(\varepsilon,\delta)\right)^2, \qquad (13)$$

где $y_i$ – значение, полученное в эксперименте для $i$-й частоты, $f$ – функция, представляющая теоретическую модель для частоты, $\varepsilon$ – диэлектрическая проницаемость, $\delta$ – тангенс угла потерь, $i$ – индекс частоты.

Таким образом, предложенная процедура сводится к нахождению значений ε и δ которые соответствуют $\min(f(\varepsilon,\delta))$. Данный подход позволяет минимизировать влияние погрешностей измерений, неизбежно возникающих при экспериментальном измерении линейных параметров и провести регуляризацию.

На рисунке 4 представлен график измерений модуля $S_{21}$ для тракта с образцом из ABS пластика длинной 100мм. После оптимизации для изготовленного образца в диапазоне от 8,5 до 10ГГц были получены параметры, представленные в таблице 1. Также был построен график, полученный на основе предложенной теоретической модели. Можно видеть, что в заданном диапазоне частот модель довольно хорошо согласуется с реальными измерениями.

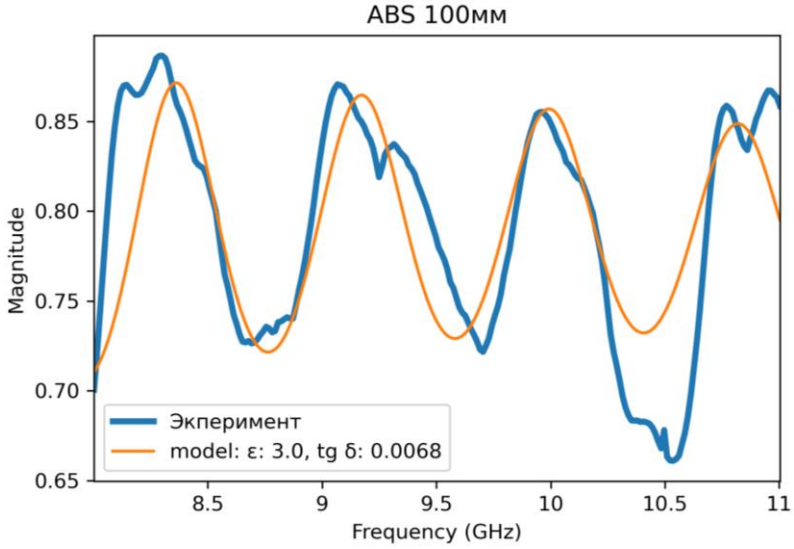



Рис.4. Экспериментальное измерение |S21| для образца из ABS пластика длинной 100 мм и результат полученный на основе предложенной модели.

Таблица 1. Результаты измерений

| Тип пластика | ABS |
|---|---|
| Длина образца, мм | 100 |
| Диэлектрическая проницаемость | 0.3 |
| Тангенс угла потерь | $6.8\ 10^{-3}$ |

## 4. Заключение

В работе было проведено аналитическое исследование модели измерительной линии, в результате которого получена аналитическая формула для определения параметров материала. В ходе эксперимента было продемонстрировано, что данная модель довольно хорошо согласуется с экспериментом, что позволяет использовать основанный на данной модели метод для быстрого измерения электрофизических параметров материалов. В частности, он может быть использован для оценки характеристик диэлектриков в СВЧ диапазоне при изготовлении диэлектрических линзовых антенн методом 3D-печати.

## 5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2020-2022 годы, проект № FZGU-2020-0036/

## Литература

1. Hornick J. 3D Printing and Intellectual Property: Initial Thoughts / J. Hornick, D. Roland // The Licensing Journal, vol. 33, no. 7, pp. 12-16, 2013.
2. Bobreshov A. M. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. / A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, P. A. Kretov, N. S. Sbitnev. //Microw Opt Technol Lett. 2020; 1–6., https://doi.org/10.1002/mop.32622
3. Bobreshov A. M. Biconical antenna with inhomogeneousdielectric lens for UWB applications / A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina, G. K. Uskov // Electronics Letters, V. 56, № 17, p. 857–859
4. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха ; пер. с англ. С. Д. Бродецкой; под ред. В. Г. Шейнкмана. – М.: Радио и связь, 1987. – 428 с.
5. Choma J. Feedback networks: theory and circuit applications / J. Choma, W. K. Chen // Singapore: World Scientific. – 2007. – Chapter 3, p. 225.
6. Mavaddat R. Network scattering parameter / R. Mavaddat // Singapore: World Scientific. – 1996.
7. S-parameter Design; Application Note AN 154; Agilent Technologies; p 14. URL: http://www.sss-mag.com/pdf/AN154.pdf (дата обращения: 06.02. 2020).

## References

1. Hornick J. 3D Printing and Intellectual Property: Initial Thoughts / J. Hornick, D. Roland // The Licensing Journal, vol. 33, no. 7, pp. 12-16, 2013.
2. Bobreshov A. M. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. / A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, P. A. Kretov, N. S. Sbitnev. //Microw Opt Technol Lett. 2020; 1–6., https://doi.org/10.1002/mop.32622
3. Bobreshov A. M. Biconical antenna with inhomogeneousdielectric lens for UWB applications / A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina, G. K. Uskov // Electronics Letters, V. 56, № 17, p. 857–859
4. Gupta K. C. Computer Aided Design of Microwave Circuits / K. C. Gupta, Ramesh Garg, Rakesh Chadha, Artech House, Mass., 1981.
5. Choma J. Feedback networks: theory and circuit applications / J. Choma, W. K. Chen // Singapore: World Scientific. – 2007. – Chapter 3, p. 225.
6. Mavaddat R. Network scattering parameter / R. Mavaddat // Singapore: World Scientific. – 1996.
7. S-parameter Design; Application Note AN 154; Agilent Technologies; p 14. URL: http://www.sss-mag.com/pdf/AN154.pdf (дата обращения: 06.02. 2020).

# ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ МНОЖИТЕЛИ ДЛЯ АНАЛИЗА ПОЛЯ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ МЕТОДОМ ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Н. А. Лысенко[1], А. М. Бобрешов[1], В. Е. Копытин[1], Г. К. Усков[1], С. П. Скулкин[2]

[1] ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия
[2] Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики (НИУ ВШЭ), г. Нижний Новгород, Россия

**Аннотация.** Авторами представлен вывод поляризационного множителя для совершенствования пространственно-временного метода для апертурных антенн. Выполнено численное электродинамическое моделирование методом FIT. Произведено сравнение результатов аналитически рассчитанных сигналов с моделированием. Определено отличие между методами при использовании различных поляризационных множителей.

**Ключевые слова:** антенны СШП, распространение радиоволн, ближняя и дальняя зоны антенны, импульсная характеристика, аналитический метод, численный расчёт полей, поляризация.

# THE POLARIZATION MULTIPLIERS FOR APERTURE ANTENNAS FIELD ANALYSIS IN TIME DOMAIN FOR THE METHOD OF PULSE CHARACTERISTICS

N. A. Lysenko[1], A. M. Bobreshov[1], V. E. Kopytin[1], G. K. Uskov[1], S. P. Skulkin[2]

[1] Voronezh State University, Voronezh, Russia
[2] National Research University Graduate School Economics, Russia, Nizhny Novgorod, Russia

**Abstract.** The derivation of the polarization multipliers for improving the pulse characteristic method for aperture antennas field analysis is presented. Numerical electrodynamic modeling was performed using the FIT method. The results of the analytically calculated signals are compared with the simulation results, and the average error between the methods for various polarization multipliers was determined.

**Keywords:** UWB antennas, radio wave propagation, near and far zones of the antenna, impulse response, analytical method, numerical calculation of fields, polarization.

## 1. Введение

Развитие науки и технологий сверхвысоких частот (СВЧ) способствовало тому, что применение сверхширокополосных (СШП) импульсных сигналов выделилось в отдельное научно-техническое направление радиофизики, требующее более глубокого исследования методов формирования, излучения, приёма и обработки таких сигналов [1]. Для передачи СШП сигналов в основном используют апертурные излучатели. Классическая теория анализа излучения и распространения электромагнитных сигналов хорошо разработана [2], однако её применение для синтеза СШП излучателей во временной области зачастую становится слишком громоздким и некорректным [3].

В работе [4] в 1989 году впервые был предложен способ синтеза импульсной характеристики (ИХ) произвольной апертуры в ближней зоне, основанный на апертурной теории и теории физической оптики. Метод расчёта ИХ позволил вычислять

временные отклики электромагнитного (ЭМ) поля в любой точке пространства перед излучателем путём математической операции свёртки возбуждающего апертуру импульсного сигнала с её аналитической импульсной характеристикой.

Метод расчёта импульсных характеристик является аналитическим, следовательно, результаты анализа позволяют получить физическую интерпретацию процессов излучения и распространения СШП импульсных сигналов. Метод расчёта ИХ позволил вычислять временные отклики ЭМ поля в любой точке пространства перед излучателем путём математической операции свёртки возбуждающего апертуру импульсного сигнала с её аналитической импульсной характеристикой, однако, при расчёте конкретных излучателей требуется уточнение метода и определение критерия применимости, что является особо важным при разработке новых систем СШП радиолокации и радиосвязи. Таким образом, развитие методов анализа электромагнитных полей апертурных излучателей, оперирующих СШП нано- и субнаносекундными импульсными сигналами, представляется актуальным и требует дальнейшего исследования.

Данная работа посвящена совершенствованию пространственно-временного метода расчёта импульсных характеристик (РИХ) апертурных излучателей для анализа электромагнитного (ЭМ) поля в пространстве перед апертурой при её возбуждении сверхширокополосными импульсными сигналами нано- и субнаносекундной длительности.

## 2. Применение поляризационных множителей при расчете импульсных характеристик

В работе [5] подробно описано выражение для поиска первообразной импульсной характеристики, которое может быть использовано для апертур излучателей любых форм и размеров, а также не зависит от характера излучаемого сигнала, так как является характеристикой излучающей структуры:

$$H(\vec{r},t)=\frac{1}{2\pi}\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} g(\vec{r_a}\in C_a)\alpha(\vec{r},\vec{r_a})d\varphi, \qquad (1)$$

$\vec{r}$ - радиус-вектор из фазового центра излучателя до точки наблюдения, который в случае произвольной системы координат представляет собой разность векторов из её начала до фазового центра излучателя и до точки наблюдения, $\vec{r_a}$ – представляет набор точек на апертуры на контуре $C_a$, по которым проводится интегрирование, контур $C_a$ - окружность с радиусом $r_{ct}=\sqrt{(ct)^2-z^2}$ с центром в точке $\vec{r_0}$ – проекцией вектора $\vec{r}$ на плоскость апертуры, $t$ – время измерения поля, $g(\vec{r_a})$ – функция освещенности апертуры, $\alpha(\vec{r},\vec{r_a})$ – поляризационный множитель, связанный с направлением излучения волны.

Здесь интеграл берется по углу φ, который описывает дугу с окружностью $C_a$ с центром в точке $\vec{r_0}$. Пределы интегрирования $\varphi_1,\varphi_2$ зависят от положения $\vec{r}$ таким образом, что оба значения могут изменяться от 0 до $2\pi$. Если предположить, что

амплитудное распределение апертуры постоянно на всей плоскости апертуры, $g(\vec{r_a}) = 1$, а зависимость диаграммы направленности от радиус-векторов заменить на зависимость от углов γ – положение точки наблюдения и φ – описание дуги $C_a$:

$$\alpha(\vec{r}, \vec{r_a}) = \alpha\left(\gamma(\vec{r}, \vec{r_a}), \varphi(\vec{r_a})\right) \tag{2}$$

то для первообразной импульсной характеристики следует выражение:

$$H(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \alpha(\gamma, \varphi)\, d\varphi \tag{3}$$

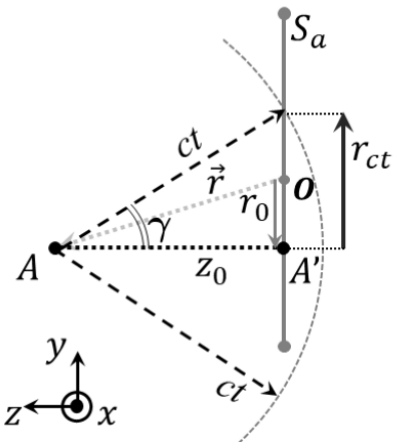



Рис. 1. Апертура $S_a$ и воображаемая сфера радиусом $ct$.

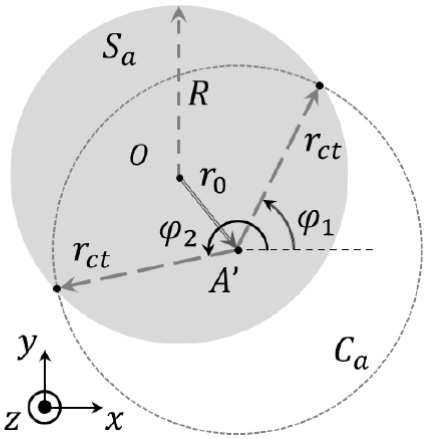



Рис. 2. Апертура $S_a$, контур интегрирования $C_a$ и угол $\varphi$.

В работе [6] поляризационный множитель $\alpha(\vec{r}, \vec{r_a})$, выражающий диаграмму направленности одного элемента апертуры излучателя, принимается равным косинусу угла γ, где γ – угол между нормалью к апертуре и радиус-вектором точки наблюдения из каждой излучающей точки по ходу интегрирования на апертуре. При переходе во временную область косинус угла γ в определённый момент времени может быть выражен простым выражением, очевидно получающимся из рисунка 1:

$$\alpha(\vec{r}, \vec{r_a}) = \cos(\gamma) = \frac{z}{ct} \tag{4}$$

При этом одновременно предполагается, что апертура излучателя возбуждается синфазно, а ее линейные размеры значительно больше пространственной длительности возбуждаемого сигнала.

В то же время, в таких работах как [7-8] этот же множитель $\alpha(\vec{r}, \vec{r_a})$ полагается равным единице по нескольким возможным причинам. Первая – рассматривается поле перед апертурой излучателя на большом удалении, то есть в дальней зоне, где справедливо устремлять угол γ к нулю, соответственно его косинус будет стремиться к единице.

Вторая причина – рассмотрение излучения волны с линейной поляризацией вдоль перпендикуляра к плоскости поляризации: если волна поляризована вдоль оси Y и распространяется вдоль оси Z, то вдоль оси X множитель $\alpha(\vec{r},\vec{r_a})$ можно считать единицей, как диаграмму направленности изотропного излучателя.

Заметим, что приведённые примеры весьма определённых значений поляризационного множителя справедливы лишь в некоторых случаях: будь то поле в дальней зоне или поле по одной из осей. Эти значения являются частными случаями более общего выражения $\alpha(\vec{r},\vec{r_a})$, который зависит не только от расстояния до апертуры излучателя и положения относительно главной оси, но также и от конкретного положения точки на апертуре, по которой ведётся интегрирование.

При излучении или переизлучении линейно-поляризованной плоской волны каждый элементарный участок апертуры можно рассматривать как простейший диполь, а всю излучающую поверхность как совокупность бесконечного количества простейших диполей, ограниченную размерами апертуры. Поскольку необходимо найти поляризационный множитель, который описывает диаграмму направленности элемента апертуры излучателя, в этом контексте справедливо будет пренебречь непосредственным излучением волны с поверхности и искать зависимость $\alpha(\gamma,\varphi)$ относительно апертурной плоскости излучателя. Поэтому будем считать, что апертурная поверхность состоит из бесконечного количества простейших диполей, направленных вдоль оси Y, ограниченного краями этой апертуры.

Известно, что диаграмма направленности одного электрического диполя [9] выражается как единица (рисунок 3а) при нулевом азимутальном угле и как $\cos(\gamma)$ (рисунок 3б) при азимутальном угле равном $\pi/2$. В пространственном виде эта фигура представляет собой круглый тороид (тор) с центром в середине диполя и равными внутренним и внешним радиусами. На рисунке 4 показан диполь и его диаграмма направленности в трёхмерном виде. Здесь и далее в работе полагается, что напряжённость поля $\vec{E}$ коллинеарна оси Y. Таким образом, из-за независимости от орбитального угла, общий поляризационный множитель для электрического диполя выглядит как $\alpha(\gamma,\varphi)=\cos(\gamma)$.

Однако, при расчёте интеграла (3) поляризационный множитель не может быть вынесен из-под интеграла, поскольку в процессе интегрирования при каждом значении угла φ фактически необходимо учитывать величину диаграммы направленности в сечении тора вдоль конкретного направления. Такое действие обусловлено тем, что при проходе различных значений угла φ радиус-вектор $\overrightarrow{r_{ct}}$ и, соответственно, сечение суммируемой диаграммы направленности каждого из диполей, поворачивается относительно вертикальной оси Y. Следовательно, в каждой точке дуги $C_a$ поляризационный множитель будет давать разное значение, поскольку описывает величину (радиус) сечения тора в направлении угла γ. Рассмотрим подробно рисунок 4. На нём изображена диаграмма направленности одного произвольного диполя, взятого на поверхности апертуры, и секущая плоскость, выраженная уравнением прямой под

углом φ в плоскости YOX, так как секущая плоскость всегда коллинеарна оси Z. На рисунке 4 предполагается, что в текущий момент операция интегрирования проходит первую четверть плоскости YOX.

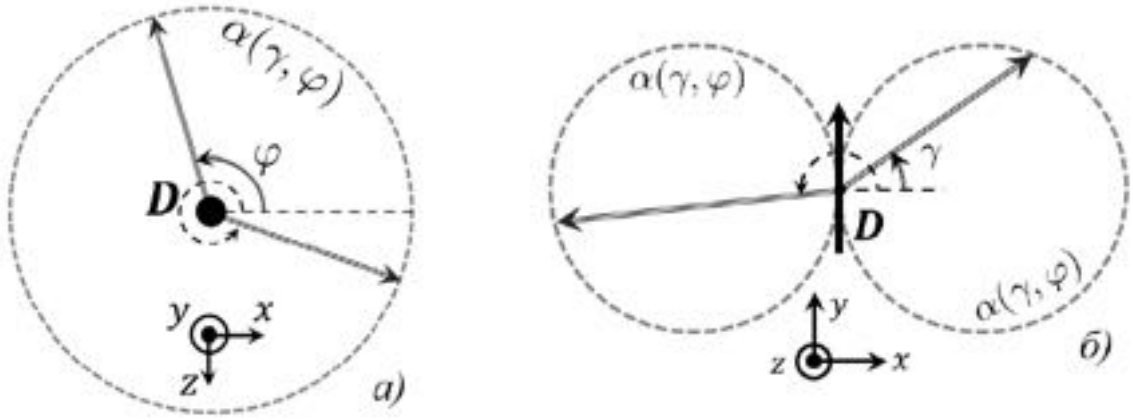



Рис. 3. Диаграмма направленности электрического диполя в горизонтальной (а) и в вертикальной (б) плоскостях.

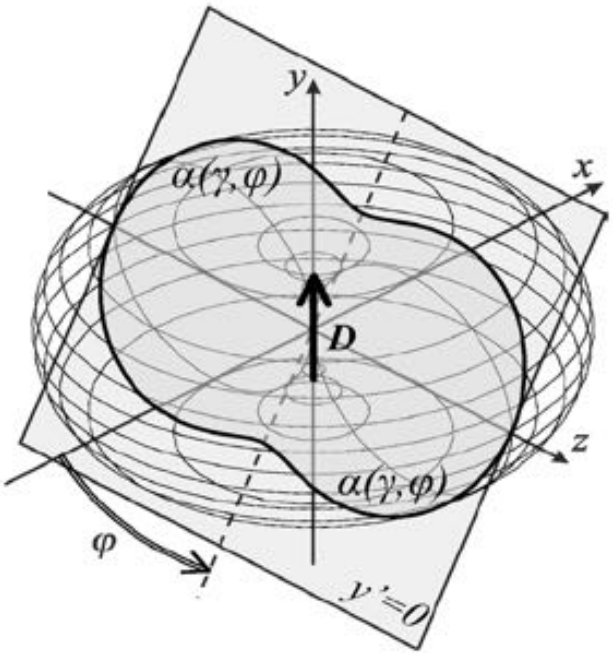



Рис. 4. Диаграмма направленности электрического диполя D

Каноническое уравнение тора с осью симметрии Y выглядит следующим образом:

$$(\sqrt{z^2 + x^2} - Q)^2 = y^2 + q^2, \tag{5}$$

где $x, y, z$ – декартовы координаты, $Q$ – расстояние от оси симметрии до образующей окружности (центра фигуры вращения), $q$ – радиус образующей окружности (самой фигуры вращения). Каноническое уравнение секущей плоскости:

$$y = \tan(\varphi)\, x, \qquad z = \forall \in \mathbb{R} \tag{6}$$

Однако, при кажущейся простоте поиска уравнения кривой сечения путём подстановки уравнения плоскости (6) в уравнение круглого тора (5), это приведёт к нахождению двух уравнений: $z = z(x)$ при прямой подстановке и $z = z(y)$ при преобразовании (6). В результате получатся два уравнения кривых, являющихся лишь проекциями искомой кривой в пространстве, которая должна задаваться как $z = z(x, y)$ или $y = y(x, z)$.

Для упрощения вычисления в трёхмерном пространстве, следует произвести преобразование системы координат. Далее после математических упрощений получим лишь одно решение, интересующее нас, которое не является тривиальным (нулевым) и всегда положительное – соответствует направлению выбранной системы координат:

$$\alpha(\gamma, \varphi) = \sqrt{1 - sin^2\gamma sin^2\varphi} \qquad (7)$$

$\gamma -$ угол между перпендикуляром к апертуре и дугой $C_\alpha$. Чтобы убедиться в корректности решения (7), можно проверить его для предельных значений углов γ и φ. В начале интегрирования секущая плоскость представляет собой ZOX или $\varphi = 0$, а значит $\alpha(\gamma, \varphi) = 1$, что соответствует диаграмме диполя в горизонтальной плоскости. При вертикальном сечении круглого тора, $\pi/2$, $\alpha(\gamma, \varphi) = \cos\gamma$, что также согласуется с диаграммой диполя в вертикальной плоскости (рисунок 5). Когда точка наблюдения находится в дальней зоне, то есть $\gamma \to 0$, значение $\alpha(\gamma, \varphi) \to 1$, что подтверждает справедливость приближений, использованных в работах [7-8].

Выражение (3) для первообразной импульсной характеристики с учётом поляризационного множителя (7) переписывается так:

$$H(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sqrt{1 - sin^2\gamma sin^2\varphi}\, d\varphi \qquad (8)$$

## 3. Расчет теоретической импульсной характеристики с использованием выведенного поляризационного множителя

Для вычисления по формуле (8) была создана программа в математической среде MATLAB. По результатам расчетов в математической среде были построены графики ИХ и первообразных ИХ. Три семейства на рисунках 6, 7, 8 отличаются углом $\theta$, под которым направлен $\vec{r_0}$: 0 – вдоль оси X, π/4 – диагональное направление, π/2 – вдоль оси Y. Основное различие, наблюдаемое на всех графиках первообразных, заключается в характере изменения с течением времени. При удалении от оси апертуры по оси X (рисунок 6) явно видно, что задний фронт довольно резкий, а отклики в ИХ – больше. При удалении от оси апертуры по оси Y (рисунок 8) задний фронт становится настолько пологим, что его отклики в ИХ становятся трудноразличимы. Именно это явление обеспечено наличием поляризационного множителя, зависящего от угла интегрирования, так как при выходе части контура $C_\alpha$ пределы апертуры диаграмма направленности в ближней зоне начинает играть решающую роль.

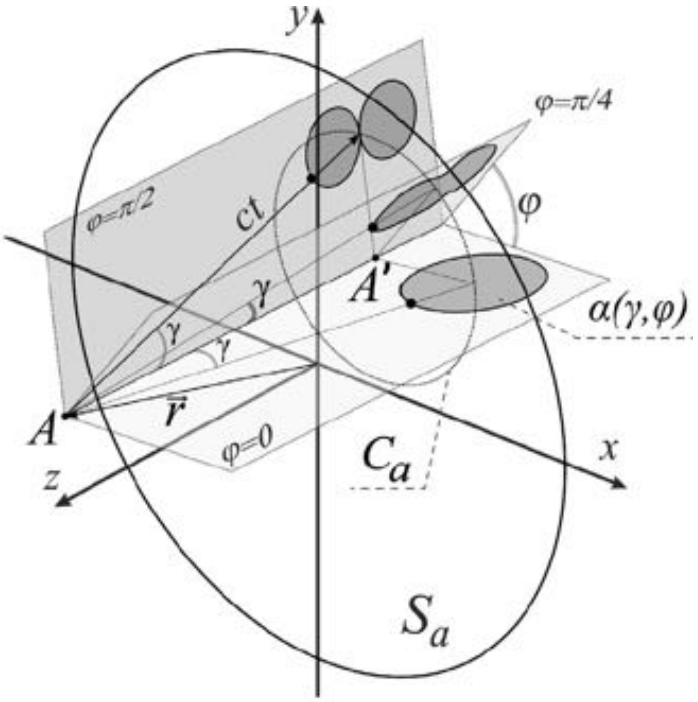



Рис. 5. Круглая апертура $S_a$, контур $C_a$, различные диаграммы направленности $\alpha(\gamma,\varphi)$ в зависимости от угла интегрирования φ

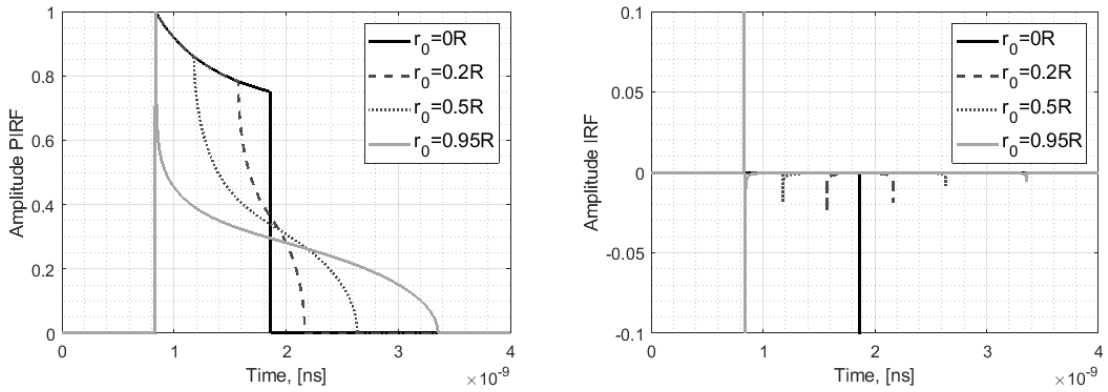



Рис. 6. Первообразные ИХ (а) и импульсные характеристики (б) для разных расстояний $r_0$ от оси при $z = 0.2R; \theta = 0$

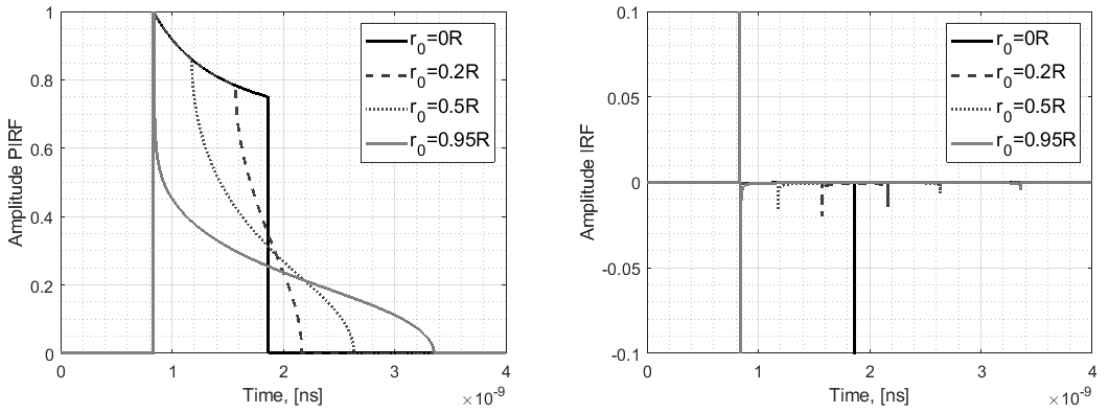



Рис. 7. Первообразные ИХ (а) и импульсные характеристики (б) для разных расстояний $r_0$ от оси при $z = 0.2R; \theta = \pi/4$

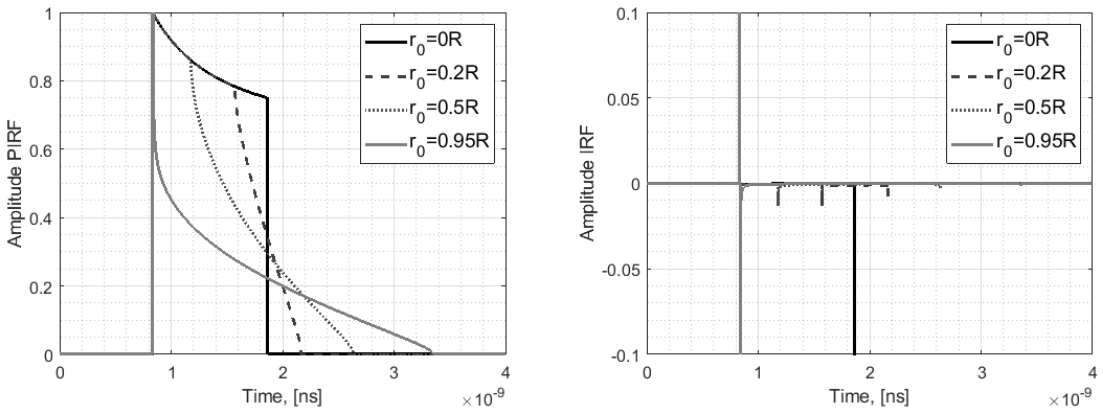



Рис. 8. Первообразные ИХ (а) и импульсные характеристики (б) для разных расстояний $r_0$ от оси при $z = 0.2R; \theta = \pi/2$

## 4. Сравнение теоретических откликов и полученных численным методом

Для сопоставления теоретических результатов проведено моделирование методом FIT. Модель представляла собой плоскую круглую пластину $R = 0.5$ метра на которую падала и переотражалась плоская поляризованная вдоль Y волна (рисунок 9). Плоская волна в границах апертуры (прожекторный луч) отражалась, практически не искажаясь, с изменённой фазой на π, а та часть падающей волны, которая попадала на границу круглой пластины, становилась источником граничной волны, связанной в том числе с краевыми эффектами.

Так как плоская возбуждающая волна располагалась на границе счётного объёма со стороны положительного направления оси Z на расстоянии 0.6 метра, то время, начиная с которого получались сигналы на зондах начиналось с 2 наносекунд. Зонды поля, регистрирующие напряжённость вдоль оси Y, были расположены на нескольких расстояниях от пластины $z = 0; 0.2R; 0.3R; 0.4R; 0.5R; R$ и на некоторых расстояниях от оси симметрии $r_0 = 0R; 0.2R; 0.5R; 0.95R$ на разных направлениях $\theta = 0, \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}$ (рисунок 9).

В качестве исходного сигнала на апертуре при теоретическом расчёте свёртки и при моделировании в плосковолновом порте использовался СШП импульс от ~1МГц до 10ГГц по уровню -20дБ и до 12ГГц по уровню -40дБ с формой двуполярного гауссовского (рисунок 10).

Воспользовавшись следующей формулой свёртки исходного импульса с теоретической ИХ для нахождения отклика в заданной точке:

$$S_{\vec{E}}(\vec{r},t) = S_{in}(t) \otimes \frac{\partial H(\vec{r},t)}{\partial t} = S_{in}(t) \otimes h(\vec{r},t) \qquad (9)$$

были рассчитаны отклики импульсного поля на расстоянии $z = 0.2R$ от оси симметрии $r_0 = 0R; 0.2R; 0.5R; 0.95R$ на разных направлениях: $\theta = 0, \pi/6, \pi/4, \pi/3, \pi/2$. Но, поскольку нас интересует только передний фронт первообразной ИХ, связанный с основной волной, можно исследовать лишь одно направление от оси симметрии внутри

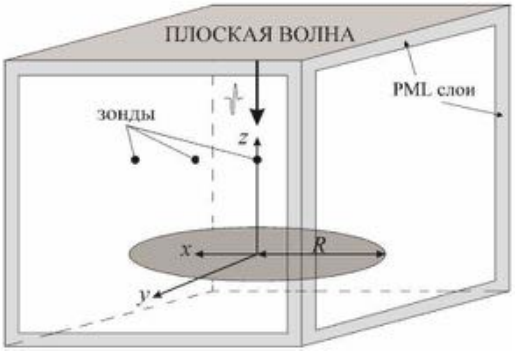



Рис. 9. Модель плоской круглой апертуры с возбуждающей волной.

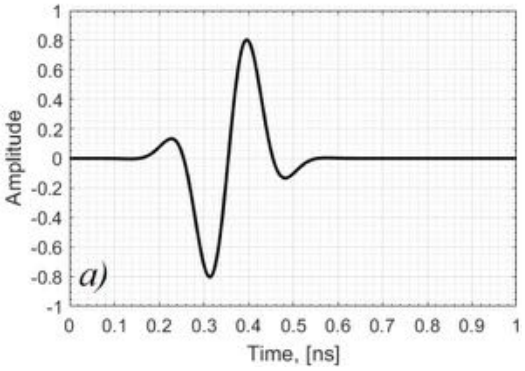



Рис. 10. Исходный СШП импульс на апертуре

прожекторного луча. Это справедливо по следующей причине: при превышении $ct$ расстояния до апертуры $z_0$ интеграл (8) становится ненулевым, а его пределы изменяются от $\varphi_1 = 0$ до $\varphi_2 = 2\pi$, тем самым преобразуя первообразную и саму ИХ в независимую от точки наблюдения. Это возможно только при $r_0 < R$ и лишь не продолжительное время $t_1$ до того, пока контур $C_\alpha$ не достигнет любой граничной точки апертуры.

На рисунках 11 и 12 сплошной линией черного цвета показаны сигналы на зондах, получившиеся в численном моделировании, пунктирными линиями изображены теоретические свёртки сигналов для различных поляризационных множителей: для $\alpha(\gamma,\varphi) = 1$, $\alpha(\gamma,\varphi) = \cos(\gamma)$, $\alpha(\gamma,\varphi) = \sqrt{1 - sin^2\gamma sin^2\varphi}$. Рисунок 12 является увеличением рисунка 11 по оси X, на нём показана только основная отражённая волна, в то время как рисунок 11 демонстрирует сигнал полностью с граничными волнами.

Из рисунка 11 можно видеть, что граничные волны лучше всего описываются поляризационным множителем $\alpha(\gamma,\varphi) = \cos(\gamma)$, однако, сигнал, регистрируемый от основной волны, лучше описывается свёрткой с поляризационным множителем: $\alpha(\gamma,\varphi) = \sqrt{1 - sin^2\gamma sin^2\varphi}$. При подробном рассмотрении импульса на рисунке 12 заметно, что амплитуда сигнала получившегося в численном моделировании соответствует теоретической свёртки сигнала для поляризационного множителя $\alpha(\gamma,\varphi) = \sqrt{1 - sin^2\gamma sin^2\varphi}$. Время прохода через нуль также ближе к сигналу с поляризационным множителем $\alpha(\gamma,\varphi) = \sqrt{1 - sin^2\gamma sin^2\varphi}$, что свидетельствует о справедливости аналитической теории и нового множителя $\alpha(\gamma,\varphi)$.

Несовпадение всех теоретических откликов с численным моделированием в начале возрастания импульса и в его хвосте объясняется тем, что в качестве входного сигнала для свёртки брался сигнал до отражения от плоской круглой пластины, а результаты в модели подразумевают сигналы на зондах после отражения плоской волны. Численные методы описывают процесс отражения с достаточной точностью [10], однако, их результаты обладают ошибками цифровых вычислений и погрешностями,

связанными с параметрами дискретизации [11]. Это также является причиной отклонений.

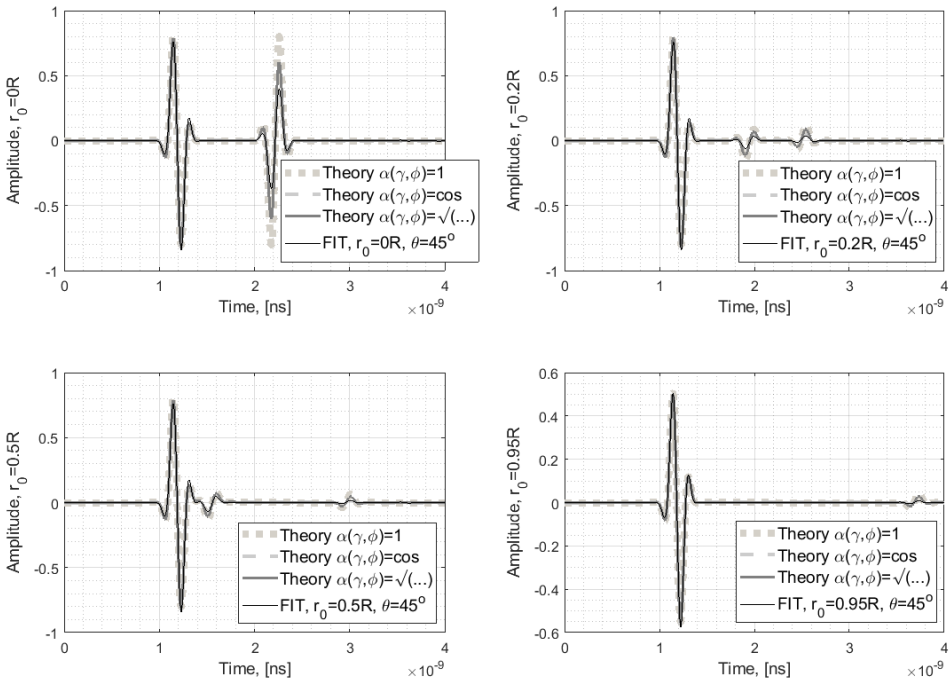



Рис. 11. Сигналы на зондах, полученные численно (сплошная чёрная линия), и свёртки с теоретическими ИХ для различных $r_0$ при $z = 0.2R; \theta = \pi/4$.

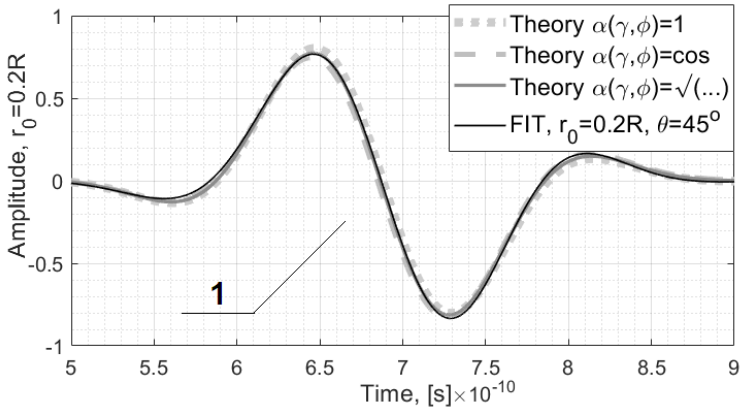



Рис. 12. Сигналы основной волны, полученные численно (сплошная чёрная линия), и свёртки с теоретическими ИХ при $z = 0.2R; \theta = \pi/4$.

было решено сравнить результаты аналитически рассчитанных сигналов с результатами моделирования, по итогу, была определена средняя ошибка между методами при использования различных поляризационных множителей. Выражение для вычисления среднего относительного отклонения:

$$\varepsilon = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{|S_{\text{числмод.}} - S_{\text{теор.}}|}{\max(S_{\text{числмод.}})}\,dt \qquad (10)$$

где $S_{\text{числмод.}}$ – сигнал на зонде, $S_{\text{теор.}}$ – результат свёртки аналитической ИХ и входного сигнала (исходного в моделировании), $T$ - представляет временной промежуток между началом переднего фронта первообразной ИХ и концом первого импульса (основной

волны) в численном моделировании. Временем окончания первого импульса считалось время, при котором амплитуда сигнала на зонде падала на 60 дБ (в 1000 раз) от максимальной амплитуды $\max(S_{\text{числмод.}})$. Таким образом, величина $\varepsilon$ показывает среднее отклонение аналитического сигнала от численного в долях от максимальной амплитуды.

После вычисления ε основной волны в процентах для различных трёх различных поляризационных множителей получились следующие результаты:

| Множитель $\alpha \rightarrow$ Расстояние $r_0 \downarrow$ | $\alpha(\gamma,\varphi)=1$ | $\alpha(\gamma,\varphi)=\cos(\gamma)$ | $\alpha(\gamma,\varphi)=\sqrt{1-\sin^2\gamma\sin^2\varphi}$ |
|---|---|---|---|
| $r_0=0$ | $\varepsilon\approx 2.5\%$ | $\varepsilon\approx 1.5\%$ | $\varepsilon\approx 1\%$ |
| $r_0=0.2R$ | $\varepsilon\approx 2.5\%$ | $\varepsilon\approx 1.5\%$ | $\varepsilon\approx 1\%$ |
| $r_0=0.5R$ | $\varepsilon\approx 2.5\%$ | $\varepsilon\approx 1.5\%$ | $\varepsilon\approx 1\%$ |
| $r_0=0.95R$ | $\varepsilon\approx 11\%$ | $\varepsilon\approx 7.5\%$ | $\varepsilon\approx 9\%$ |

Результаты наглядно показывают, что поляризационный множитель $\alpha(\gamma,\varphi)=\sqrt{1-sin^2\gamma sin^2\varphi}$ описывает основную волну в среднем точнее в 1.5 раза, чем $\alpha(\gamma,\varphi)=\cos(\gamma)$ и в 2.5 раза точнее, чем единичный.

## 5. Заключение

Получен явный вид поляризационного множителя путём поиска радиуса сечения диаграммы направленности элементарного излучателя апертуры. В работе показано, что предложенный поляризационный множитель $\alpha(\gamma,\varphi)=\sqrt{1-sin^2\gamma sin^2\varphi}$ позволяет увеличить сходимость аналитического и численного метода для электромагнитного поля основной волны внутри прожекторного луча.

Выполнено сравнение результатов численного моделирования с аналитически рассчитанными свёрткой входных сигналов и импульсными характеристиками круглой апертуры. Показано, что использование предложенного поляризационного множителя повышает точность вычислений в 1.5 раза при оценке временной реализации поля основной волны и в 5 раз при оценке максимального значения напряжённости основной волны.

## 6. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Научного фонда Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ)» в 2020г. (грант № 20-04-027) и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации "5-100".

## Литература

1. Baum C. E. Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics / C. E. Baum, A. P. Stone, J. S. Tyo // The 8th conference on Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics (UWBSP8) was held at the Convention Center of Albuquerque, New Mexico, USA. – 2006. – 268 p

2. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design / C. A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2016. – 1073 p.
3. Balanis Constantine A. Modern Antenna Handbook / Constantine A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – 1700 p.
4. Времяимпульсный метод измерения характеристик антенн в ближней зоне / С. В. Горюнова, С. В. Дрожилкин, В. Н. Жаворонков [и др.] // Изв. вузов. Радиофизика. – 1989. – Т. 32, №. 1. – С. 73-83.
5. Baum C. E. Intermediate field of an impulse-radiating antenna / C. E. Baum // Ultra-wideband short-pulse electromagnetics 4 (IEEE Cat. No. 98EX112). – IEEE. – 1999. – P. 77-89.
6. Скулкин С. П. О некоторых особенностях импульсных полей апертурных антенн / С. П. Скулкин // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 1999. – Т. 42, № 2. – С. 148-157.
7. Скулкин С. П. Импульсное поле параболической антенны в дальней зоне / С. П. Скулкин, В. И. Турчин // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2008. – Т. 51, № 10. – С. 884-888.
8. Артеменко А. А. Анализ ближнего монохроматического поля при разных распределениях поля по апертуре антенны / А. А. Артеменко, С. П. Скулкин // Вестник ННГУ, серия: Радиофизика. – 2012. – №1 (1). – С. 56-61.
9. Электродинамика и распространение радиоволн: учебное пособие / Муромцев Д. Ю., Зырянов Ю. Т., Федюнин П. А. [и др.] // Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2012. – 200 с.
10. Оптимизация геометрии печатной многослойной линзы / С. В. Балландович, Г. А. Костиков, А. А. Пташкин, М. И. Сугак // Антенны. – 2009. – № 10. – С. 43-48.
11. Young J. L. Toward the construction of a fourth-order difference scheme for transient EM wave simulation: Staggered grid approach / J. L. Young, D. Gaitonde, J. S. Shang // Transactions on Antennas and Propagation. – 1997. – V. 45, № 11. – P. 1573-1580.

## REFERENCES

1. Baum C. E. Ultra-wideband, short-pulse electromagnetics / C. E. Baum, A. P. Stone, J. S. Tyo // The 8th conference on Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics (UWBSP8) was held at the Convention Center of Albuquerque, New Mexico, USA. – 2006. – 268 p
2. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design / C. A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2016. – 1073 p.
3. Balanis Constantine A. Modern Antenna Handbook / Constantine A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – 1700 p.
4. Vremyaimpul'snyy metod izmereniya kharakteristik antenn v blizhney zone / S. V. Gopyunova, S. V. Dpozhilkin, V. N. Zhavoponkov [i dr.] // Izv. vuzov. Radiofizika. – 1989. – T. 32, №. 1. – S. 73-83.
5. Baum C. E. Intermediate field of an impulse-radiating antenna / C. E. Baum // Ultra-wideband short-pulse electromagnetics 4 (IEEE Cat. No. 98EX112). – IEEE. – 1999. – P. 77-89.
6. Skulkin C. P. O nekotorykh osobennostyakh impul'snykh poley aperturnykh antenn / C. P. Skulkin // Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika. – 1999. – T. 42, № 2. – S. 148-157.
7. Skulkin S. P. Impul'snoye pole parabolicheskoy antenny v dal'ney zone / S. P. Skulkin, V. I. Turchin // Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika. – 2008. – T. 51, № 10. – S. 884-888.
8. Artemenko A. A. Analiz blizhnego monokhromaticheskogo polya pri raznykh raspredeleniyakh polya po aperture antenny / A. A. Artemenko, S. P. Skulkin // Vestnik NNGU, seriya: Radiofizika. – 2012. – №1 (1). – S. 56-61.
9. Elektrodinamika i rasprostraneniye radiovoln: uchebnoye posobiye / Muromtsev D. YU., Zyryanov YU. T., Fedyunin P. A. [i dr.] // Tambov: Izd-vo FGBOU VPO «TGTU», 2012. – 200 s. 10.
10. Optimizatsiya geometrii pechatnoy mnogosloynoy linzy / S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, A. A. Ptashkin, M. I. Sugak // Antenny. – 2009. – № 10. – S. 43-48.
11. Young J. L. Toward the construction of a fourth-order difference scheme for transient EM wave simulation: Staggered grid approach / J. L. Young, D. Gaitonde, J. S. Shang // Transactions on Antennas and Propagation. – 1997. – V. 45, № 11. – P. 1573-1580.

# ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ MIMO СИСТЕМЫ ПРИ НАЛИЧИИ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ

Ю. Н. Паршин[1], А. С. Колупаева[1]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, г. Рязань, Россия

**Аннотация.** Проведен анализ пропускной способности MIMO системы при наличии пространственно коррелированных помех в гауссовском канале связи. Установлено, что увеличение числа антенн на приемной и передающей сторонах увеличивает пропускную способность, особенно при большом числе пространственно коррелированных помех.

**Ключевые слова:** помехоустойчивость, пропускная способность, помехи, система MIMO, корреляционная матрица.

# CAPACITY MIMO COMMUNICATION SYSTEM IN THE PRESENCE OF SPATIAL CORRELATED INTERFERENCES

Yu. N. Parshin[1], A. S. Kolupaeva[1]

[1]Ryazan state radio engineering University named after V. F. Utkin, Ryazan, Russia

**Abstract.** The analysis of the MIMO system capacity in the presence of spatially correlated interference in the Gaussian communication channel is carried out. It was found that increasing the number of antennas on the receiving and transmitting sides increases the capacity, especially when there is a large number of spatially correlated interference.

**Keywords:** noise immunity, capacity, interferences, MIMO system, correlation matrix.

## 1. Введение

Для увеличения пропускной способности канала связи и повышения качества обслуживания пользователей в беспроводных мобильных (сотовых) системах связи и компьютерных сетях используются MIMO (multiple-input multiple-output) системы с множеством антенн [1-4] на приемном и передающем сторонах. Большое развитие в последнее время получили антенные решетки, широко используемые в пространственной обработке сигналов. Они обеспечивают эффективное уменьшение замираний сигналов за счет использования методов пространственно-временной обработки (кодирования), а также подавление пространственно коррелированных помех [1,2,6,7]. В работе [5] проведен анализ MIMO системы передачи информации при наличии корреляции тепловых шумов, вызванной взаимным влиянием элементов приемной антенной системы. Представляется актуальным исследование пропускной способности при действии внешних пространственно коррелированных помех.

## 2. Постановка задачи

Рассмотрим антенную систему, составленную из $N$ ненаправленных антенн, расположенных на плоскости с координатами $x_n$, $y_n$, $n = 1,.., N$. Вектор наблюдаемого

процесса $\underline{\mathbf{Y}}$ на выходах антенн представляет собой сумму передаваемого сообщения и помехи:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{V}}, \quad (1)$$

где $\underline{\mathbf{X}}$ - вектор-столбец передаваемых символов, $\underline{\mathbf{V}}$ - вектор столбец помехи, $\underline{\mathbf{H}}$ - матрица канальных коэффициентов.

Для описания свойств MIMO-канала используется матрица $\underline{\mathbf{H}}$ размерностью $N_{RX} \times N_{TX}$:

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \underline{H}_{11} & \cdots & \underline{H}_{1N_{TX}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{H}_{N_{RX}1} & \cdots & \underline{H}_{N_{RX}N_{TX}} \end{bmatrix},$$

где $N_{TX}$ - количество передающих антенн, $N_{RX}$ - количество приемных антенн, $\underline{H}_{nm}$ – комплексный коэффициент передачи по каналу от $m$-й антенны передатчика к $n$-й антенне приемника представляет собой независимую гауссовскую случайную величину с дисперсией $\overline{\left|\underline{H}_{nm}\right|^2} = 1$.

Помеху представляет собой сумму двух составляющих:

$$\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{V}}_a + \underline{\mathbf{V}}_n ,$$

где $\underline{\mathbf{V}}_a$ - пространственно коррелированная помеха, $\underline{\mathbf{V}}_n$ - некоррелированный шум.

Пространственно коррелированная помеха задается $M$ источниками некоррелированных гауссовских процессов $\underline{p}_m$ с дисперсией $D_m$, приходящими с направлений, задаваемых азимутом $\alpha_m$ и углом места $\gamma_m$, $m = 1,..,M$. В пространстве все помехи суммируются в соответствии с пространственной структурой антенной системы и расположением помех [2]:

$$\underline{V}_n = \sum_{m=1}^{M} \underline{p}_m \underline{V}_{mn}, \ n = 1,..,N,$$

где $\underline{\mathbf{V}}_m = \left\{ \underline{V}_{mn} = \exp\left[ -j\frac{2\pi}{\lambda} \sin\gamma_m \left( x_n \cos\alpha_m + y_n \sin\alpha_m \right) \right], \ n = 1,..,N \right\}$ – направляющий вектор $m$-й помехи, $\lambda$ -длина волны.

Учитывая, что некоррелированная и коррелированная составляющие помех статистически независимы, то корреляционная матрица помехи будет равна сумме корреляционных матриц каждой составляющих:

$$\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_a + \underline{\mathbf{R}}_n ,$$

где $\underline{\mathbf{R}}_n = D_n \mathbf{I}$ – корреляционная матрица шумов помехи, которые являются пространственно-некоррелированными, $D_n$ – дисперсия шума в каждом приемном канале.

Активная составляющая помехи является пространственно коррелированной, так как электромагнитная волна от источника помехи $\underline{p}_m$ попадает с задержкой в фазе на

каждую приемную антенну. Таким образом, в антеннах действуют одни и те же помехи, но с разными амплитудами и фазами, а между помехами возникает пространственная корреляция. Корреляционная матрица активной составляющей помехи, которая является пространственно-коррелированной [2]:

$$\underline{\mathbf{R}}_a = \sum_{m=1}^{M} D_m \underline{\mathbf{V}}_m \underline{\mathbf{V}}_m^{\mathrm{H}}.$$

Пропускная способность MIMO системы связи при передаче коррелированных сообщений, действии некоррелированных помех и шумов и заданной реализации канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}$ равна [3]:

$$C_H = \log_2 \det\left( \mathbf{I}_{N_{RX}} + \frac{1}{P_n} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{R}}_x \underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}} \right), \tag{2}$$

где $\underline{\mathbf{R}}_x = \overline{\underline{\mathbf{X}} \underline{\mathbf{X}}^{\mathrm{H}}}$ - ковариационная матрица передаваемого сообщения, $\mathbf{I}_{N_{RX}}$ – единичная матрица размером $N_{RX} \times N_{RX}$.

### 3. Расчет пропускной способности

Так как в формуле (1) помехи являются коррелированными случайными величинами, для расчета пропускной способности по формуле (2) необходимо преобразовать коррелированные помехи в некоррелированные. В рассматриваемом случае такое преобразование – декорреляция осуществляется путем линейной матричной фильтрации

$$\underline{\widetilde{\mathbf{Y}}} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}} = \underline{\widetilde{\mathbf{X}}} + \underline{\widetilde{\mathbf{V}}} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{V}}. \tag{3}$$

После преобразования корреляционная матрица помех $\underline{\widetilde{\mathbf{V}}}$ должна иметь вид:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\widetilde{V}} = \overline{\underline{\widetilde{\mathbf{V}}} \underline{\widetilde{\mathbf{V}}}^{\mathrm{H}}} = \overline{(\underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{V}})(\underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{V}})^{\mathrm{H}}} = \underline{\mathbf{W}} \overline{\underline{\mathbf{V}} \underline{\mathbf{V}}^{\mathrm{H}}} \underline{\mathbf{W}}^{\mathrm{H}} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}^{\mathrm{H}} = D_n \mathbf{I}.$$

Поэтому матричный фильтр декоррелятора $\underline{\mathbf{W}}$ получается в результате разложения по Холецкому левой части выражения:

$$\frac{1}{D_n} \underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{W}}^{-1} \underline{\mathbf{W}}^{\mathrm{H}\text{-}1},$$

с последующим обращением результата разложения: $\underline{\mathbf{W}} = \sqrt{D_n} \left[ \mathrm{Chol}\left( \underline{\mathbf{R}}_V \right) \right]^{-1}$.

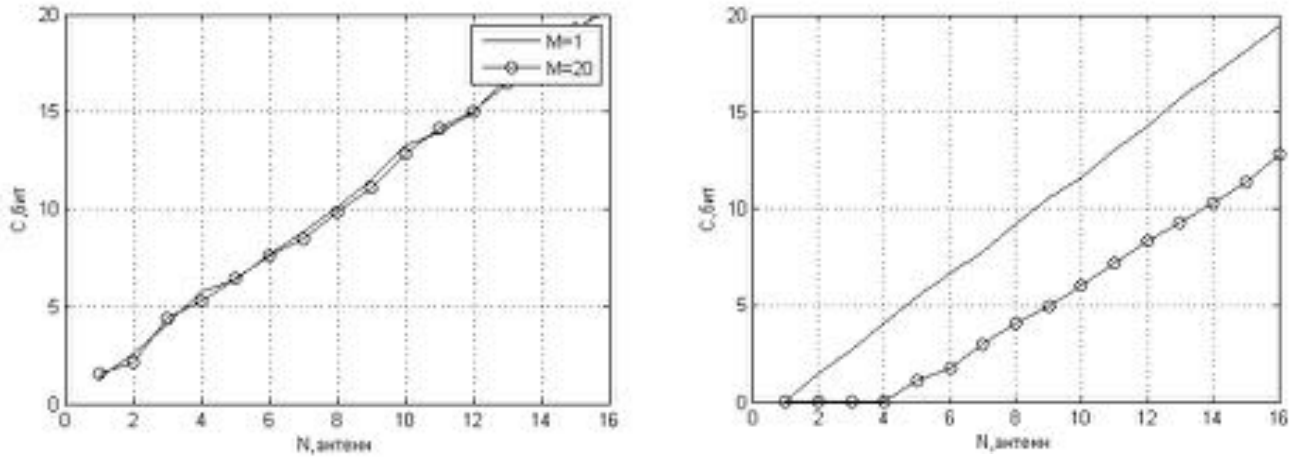
Учитывая изменение преобразования сообщения при декорреляции в (3), получим выражение для расчета пропускной способности в помеховой обстановке, которая характеризуется наличием пространственно некоррелированных шумов и пространственно коррелированных помех:

$$C_H = \log_2 \det\left( \mathbf{I}_{N_{RX}} + \frac{1}{D_n} \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{R}}_x \left( \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{H}} \right)^{\mathrm{H}} \right). \tag{4}$$

В дальнейшем для количественной оценки пропускной способности используем эргодическую пропускную способность, получаемую усреднением (4) по ансамблю реализаций канальных матриц: $C = \overline{C_H} \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} C_H(k)$, где $K$ – число реализаций канальной матрицы.

На рисунке 1 приведены зависимости эргодической пропускной способности MIMO системы от количества антенн при разном количестве источников помех: $M=1$ и $M=20$, полученной усреднением по $K=100$ реализациям канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}$. На рисунке 1а приведена зависимость пропускной способности от числа антенн при отношении помеха-шум каждой из помех по мощности $D_m/D_n=0$, а на рисунке 1б – при $D_m/D_n=10^6$.

При количестве источников помех $M=1$ источники помех располагались по углу азимута $\alpha_1=90°$, углу места $\gamma_1=3°$. При количестве источников помех $M=20$ источники помех располагались по углу азимута $\alpha_1=90°$, углу места в пределах $\gamma_m=-20°...90°$ с шагом $3°$. Приемная и передающая антенные системы содержат $N=N_{RX}=N_{TX}=16$ антенн, которые удалены друг от друга на 0,5 λ, где λ – длина волны. Передаваемые сообщения некоррелированы, а дисперсия сообщений в каждом передатчике одинакова и равна $\boldsymbol{R}_x(\boldsymbol{m},\boldsymbol{m})=\boldsymbol{D}_x/\boldsymbol{N}_{TX}=1/\boldsymbol{N}_{TX}$, $\boldsymbol{m}=1,...,\boldsymbol{N}_{TX}$.При $\boldsymbol{D}_x/\boldsymbol{N}_{TX}$ полная мощность постоянна во всей системе.

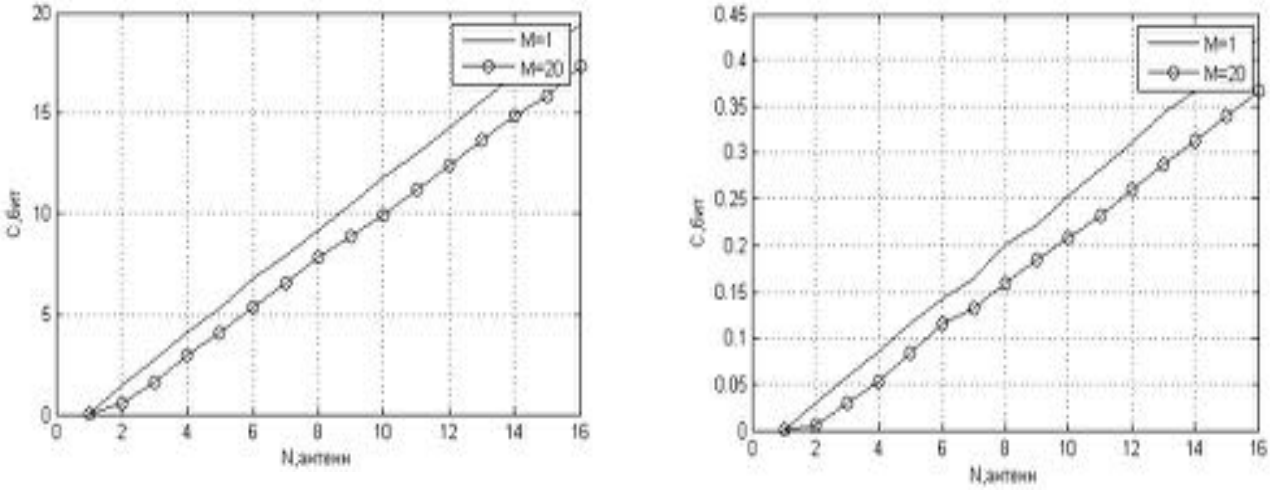



а) $D_m/D_n=0$ б) $D_m/D_n=10^6$

Рис. 1. Зависимость пропускной способности MIMO системы от количества антенн

На рисунке 2 представлены зависимости эргодической пропускной способности MIMO системы от количества антенн при разном количестве источников помех: $M=1$ и $M=20$, при разной мощности шума в одной антенне $D_n=1$ (рис.2а) и $D_n=10$ (рис.2б).

На рисунке 3 приведены результаты расчета пропускной способности при различной сигнально-помеховой обстановке, числе помех $M=20$, $D_n=1$, но при разном местоположении их угловых секторов. На рисунке 3 верхний график помехи сосредоточены в секторе по центру относительно антенной системы с шагом $3°$. Нижний график зависимости показывает эргодическую пропускную способность, когда помехи сосредоточены в правой области по углу азимута $\alpha_1=90°$, по углу места в пределах $\gamma_m=90°...180°$ с шагом $3°$.




а) $D_n = 1$ б) $D_n = 10$

Рис. 2. Зависимость пропускной способности MIMO системы от количества антенн при различной мощности шума

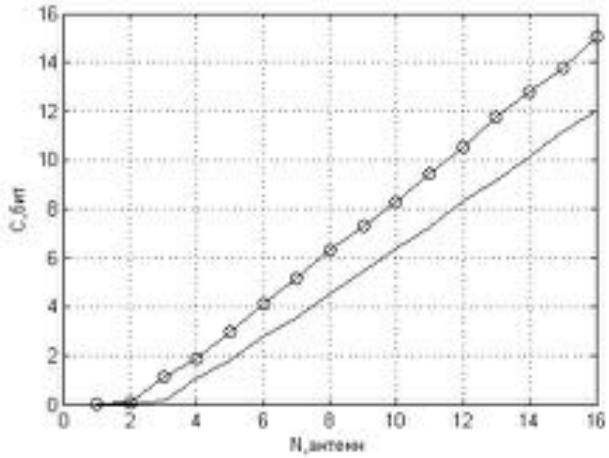



Рис. 3. Зависимость пропускной способности MIMO системы от количества антенн при различной сигнально-помеховой обстановке

## 4. Заключение

Результаты расчетов позволяют заключить, что пропускная зависимость MIMO системы в случае одинакового количества антенн на приемной и передающей стороне растет линейно при увеличении числа помех. При увеличении числа источников помех пропускная способность уменьшается примерно на 20 %. При увеличении дисперсии шума в одной приемной антенне в 10 раз пропускная способность MIMO системы уменьшается более чем в 2 раза. При действии помехи пропускная способность ухудшается, а при достаточном количестве антенн, в данном случае $N = 5$, начинает расти (см. рис. 1б). Анализ пропускной способности проводился для некоррелированных канальных коэффициентов и пространственно-коррелированных помехах. Установлено, что на пропускную способность системы влияет не только мощность помех и количество приемно-передающих антенн, но и угловое положение сектора помех.

## Литература


1. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях / В.А. Григорьев, С.С. Щесняк, В.Л. Гулюшин, Ю.А. Распаев, О.И. Лагутенко, Щесняк А.С. // Часть 1: под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб: Университет ИТМО, 2016. – 179 с.
2. Монзинго Р.А, Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
3. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. // European Transactions on Telecommunication, 1999, vol. 10, No 6. – Pp. 585–595.
4. Volker Kuhn. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems, John Wiley & Sons, 2006.
5. Грачев М.В., Паршин Ю.Н. Анализ пропускной способности MIMO системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта. // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXV международной научно-технической конференции (16-18 апреля 2019 г.). В 6-и томах. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. Т.5. – С. 242-248.
6. Паршин Ю.Н., Ксендзов А.В. Влияние пространственной корреляции на эффективность оптимизации пространственной структуры многоантенной системы при разнесенном приеме. // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Рязань: РГРТУ, вып. 19, 2006. – С. 54-62 .
7. Гусев С.И., Паршин Ю.Н. Нелинейный алгоритм компенсации комплекса помех с использованием оптимальной пространственной структуры радиосистемы. // Успехи современной радиоэлектроники, 2014, №6. – С. 67-72.


## References


1. Grigoriev V. A., Shchesnyak S. S., Gulyushin V. L. Adaptive antenna arrays. Training manual in 2 parts / V. A. Grigoriev, S. S. Shchesnyak, V. L. Gulyushin, Yu. a. Raspaev, O. I. Lagutenko, A. S. Shchesnyak // Part 1: under the General ed. of V. A. Grigoriev. St. Petersburg: ITMO University, 2016. – P. 179.
2. Monzingo R. A., Miller T. W. Introduction to adaptive array. John Wiley & Sons, 1980.
3. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. // European Transactions on Telecommunication, 1999, Vol. 10, No 6. – Pp. 585-595.
4. Volker Kuhn. Wireless communications over MIMO channels: Applications to CDMA and multiple antenna systems, John Wiley & Sons, 2006.
5. Grachev M. V., Parshin Yu. N. Analysis of the MIMO bandwidth of the communication system taking into account the mutual influence of the receiving path channels. // Radar, navigation, communication: Proceedings of the XXV international scientific and technical conference (April 16-18, 2019). In 6 volumes./ Voronezh state University; JSC «Concern "Constellation». Voronezh: VSU Publishing house, 2019, Vol. 5. – Pp. 242-248.
6. Parshin Yu. N., Ksenzov A.V. Influence of spatial correlation on the efficiency of optimization of the spatial structure of a multi-antenna system at different reception. // Bulletin of the Ryazan state radio engineering Academy. Vol. 19 - Ryazan: RSTU, 2006. – Pp. 54-62 .
7. Gusev S. I., Parshin Yu. N. Nonlinear algorithm for compensation of the interference complex using the optimal spatial structure of the radio system. // Journal achievements of modern radioelectronics, 2014, No. 6. – Pp. 67-72.

# РАЗРАБОТКА ИНТЕГРИРОВАННОГО ЭЛЕМЕНТА ПРОХОДНОИ ФАР КА-ДИАПАЗОНА С КВАДРУПОЛЬНЫМ ФЕРРИТОВЫМ ПОЛЯРИЗАТОРОМ

А. И. Фирсенков[1], В. М. Крехтунов[2], Е. В. Комиссарова[2], А. С. Смирнов[1], А. А. Фирсенков[1]

[1] Открытое акционерное общество "Завод Магнетон" (ОАО «Завод «Магнетон»), Санкт-Петербург, Россия
[2] Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет), (МГТУ им. Н.Э. Баумана), Москва, Россия

**Аннотация.** Приводятся результаты разработки интегрированного элемента проходной фазированной антенной решетки (ФАР) Ка-диапазона с пространственным возбуждением и широкоугольным электрическим сканированием луча. Элемент ФАР содержит последовательно соединенные приемный диэлектрический излучатель, волноводный ферритовый фарадеевский фазовращатель, невзаимный квадрупольный ферритовый поляризатор с магнитным экраном, элементами подстройки и апертурный волноводно-диэлектрический излучатель с поляризационной развязкой. Приемный излучатель возбуждается кругополяризованной волной, а апертурный излучатель принимает и излучает волну с линейной поляризацией поля. Массо-габаритные и электрические параметры элемента ФАР соответствуют лучшим образцам аналогичного назначения.

**Ключевые слова:** фазированная антенная решетка, интегрированный элемент, волноводно-диэлектрический излучатель, ферритовый фарадеевский фазовращатель, квадрупольный ферритовый поляризатор.

# DEVELOPMENT OF THE KA-BAND INTEGRATED PHASED ARRAY ANTENNA ELEMENT WITH A QUADRUPOLE FERRITE POLARIZER

A. I. Firsenkov[1], V. M. Krekhtunov[2], E. V. Komissarova[2] Alexander S. Smirnov[1], A. A. Firsenkov[1]

[1] Public Corporation "Plant "Magneton" (PC "Plant "Magneton"), Saint-Petersburg, Russia
[2] Bauman Moscow State Technical University (BMSTU), Moscow, Russia

**Abstract.** The results of the development of the Ka-band integrated phased array antenna (PAA) element with a quadrupole ferrite polarizer are presented. The PAA element contains a sequentially connected receiving dielectric radiator, a Faraday waveguide ferrite phase shifter, a nonreciprocal quadrupole ferrite polarizer with a magnetic screen and tuning elements, and a waveguide-dielectric aperture radiator with polarizing isolation. The receiving radiator is working on a circularly polarized waves, and the aperture radiator receives and radiates waves with linearly polarized field. The mass-dimensional and electrical parameters of the PAA element correspond to the best samples of a similar purpose.

**Keywords:** phased array antenna; integrated phased array antenna element; waveguide-dielectric radiator; Faraday waveguide ferrite phase shifter; quadrupole ferrite polarizer.

## 1. Введение

Очевидным достижением в теории и практике разработки элементной базы фазированных антенных решеток (ФАР) СВЧ- и КВЧ-диапазонов является создание и освоение серийного производства интегрированных элементов [1, 2]. Как правило это

конструктивно простые и высокотехнологичные устройства, нашедшие практическое применение [3, 4].

Они используются в многоэлементных ФАР с пространственным возбуждением. Каждый их интегрированный элемент 2 содержит приемный и апертурный волноводно-диэлектрические излучатели (ВДИ), волноводный ферритовый фарадеевский фазовращатель (ФВ). Антенная решетка приемных излучателей возбуждается кругополяризованной волной облучателя, а антенная решетка апертурных излучателей излучает и принимает линейнополяризованные волны. Однако в ряде практических применений некоторых ФАР [9], например, в системах воздушного базирования на самолетах и вертолетах, имеется потребность в излучении и приеме волн с линейной поляризацией. При сохранении достоинств волноводных ферритовых фарадеевских фазовращателей возникает необходимость преобразования кругополяризованных волн в линейно поляризованные. Для этого используются невзаимные квадрупольные ферритовые поляризаторы [5]. Опыт их практического применения накоплен при создании двухмодовых волноводных ферритовых ФВ [5, 6, 8].

## 2. Основная часть

Разработанный интегрированный элемент проходной ФАР построен на основе серийно выпускаемого элемента ФАР Ка-диапазона частот [2], в который вписан невзаимный квадрупольный ферритовый поляризатор [7].

Схема и эскиз элемента ФАР показаны на рисунке 1. Здесь обозначено 1 – ферритовый стержень (ФС) квадратного сечения с токопроводящим покрытием боковой поверхности, 2 – обмотка намагничивания ФВ, 3 – квадрупольный ферритовый преобразователь поляризации (КФПП), 4 – согласующие переходы от ФВ к апертурному 5 и приемному 6 волноводно-диэлектрическим излучателям, $L_{ap}$, $L_{re}$, $L_p$ – длины апертурного и приемного излучателей и элемента ФАР соответственно, $D_p$ – диаметр элемента ФАР.

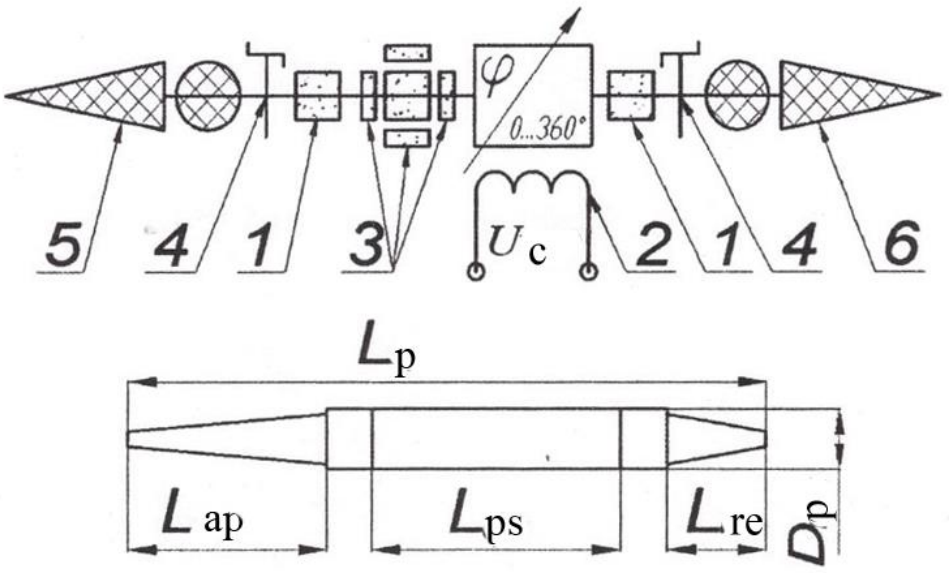



Рис. 1. Схема и эскиз элемента проходной ФАР

На рисунке 2 показано продольное сечение интегрированного элемента проходной ФАР в сборе, а на рисунке 3 - его поперечное сечение в месте расположения КФПП (сечение А-А), а также поперечное сечение волноводного ферритового фазовращателя (сечение Б-Б). Основные обозначения, приведенные на рисунках 2 и 3: 8 – ферритовый стержень с токопроводящим покрытием боковой поверхности 9, 10 – обмотка продольного намагничивания ФС фазовращателя, 11 – ферритовые скобы магнитопровода ФВ, 5 – постоянные магниты КФПП, 6 – магнитный экран, 7 – элементы настройки, 14 – корпус элемента ФАР, другие обозначения по [7].

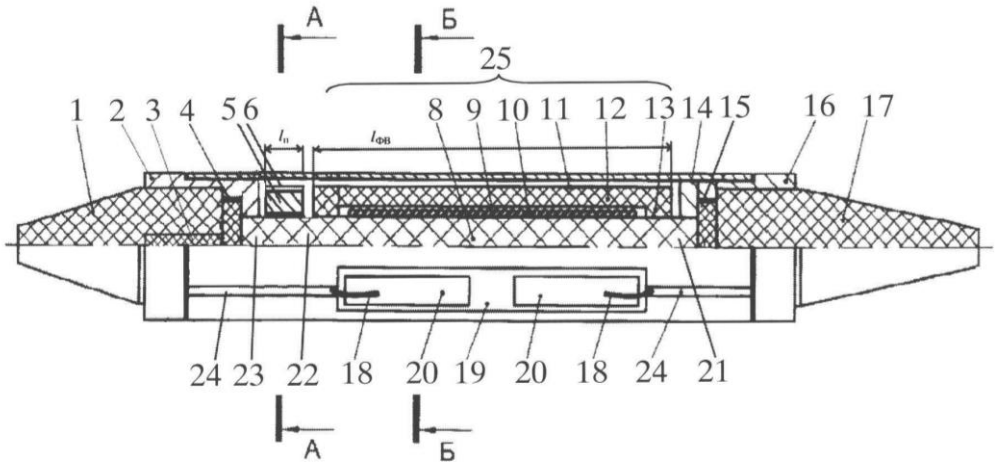



Рис. 2. Продольное сечение элемента проходной ФАР

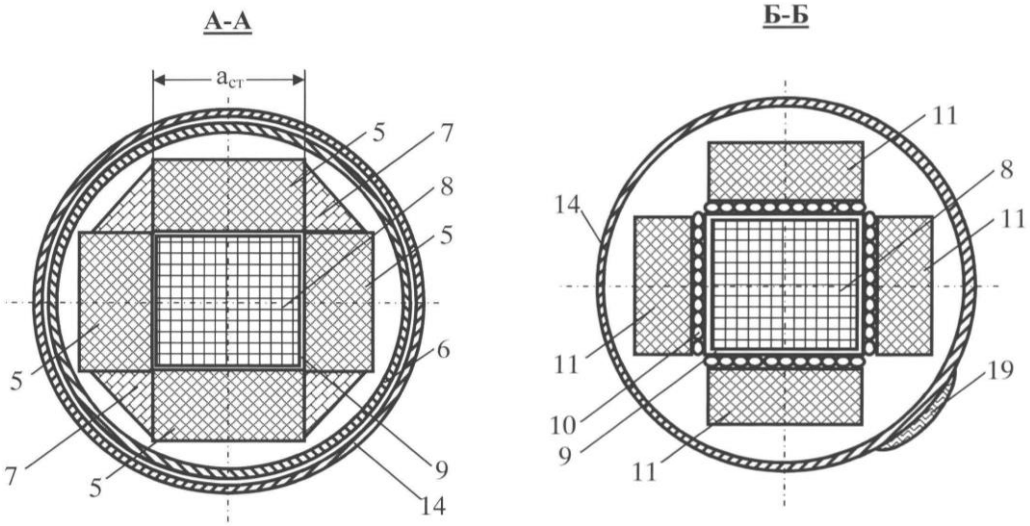



Рис. 3. Поперечные сечения элемента проходной ФАР

При разработке проходного элемента ФАР требовалось решить две главные задачи: во-первых, вписать преобразователь поляризации в корпус серийно выпускаемого элемента ФАР, диаметр которого определен сектором сканирования луча; во-вторых, введением магнитного экрана обеспечить развязку соседних элементов ФАР по магнитному полю, создаваемому магнитными преобразователями поляризации.

Проходной элемент ФАР работает следующим образом.

В режиме передачи кругополяризованная электромагнитная волна, излучаемая облучателем ФАР, принимается приемным излучателем, проходит через волновод 16,

трансформатор 15 и поступает на вход фазовращателя 25. Возбужденная в ферритовом стержне 8 кругополяризованная волна низшего типа квадратного волновода 9 при распространении вдоль продольного намагниченного ферритового стержня получает определенный регулируемый фазовый сдвиг Δφ. Его величина зависит от длины волны, размеров поперечно сечения ферритового стержня 8 ($a_{ст}$×$a_{ст}$, рисунок 3), его активной длины $l_{ФВ}$ (рисунок 2), параметров материала ферритовой среды и напряженности магнитного поля в ферритовом стержне 8, создаваемого обмоткой 10 намагничивания. Вносимый регулируемый фазовый сдвиг может изменяться в заданных пределах, например Δφ=0…360°, при изменении параметров управляющего импульса, например, напряжения, подаваемого на обмотку 10 намагничивания от системы управления лучом, и длительности $\tau_и$ импульса намагничивания при вольтсекундном способе управления фазовращателем 25. С выхода фазовращателя кругополяризованная волна поступает на вход КФПП 5, выполненного на том же ферритовом стержне, что и фазовращатель. В КФПП 5 на его длине $l_п$ происходит преобразование кругополяризованной волны в линейно поляризованную волну типа $H_{01}$ квадратного волновода ФС 8. С выхода КФПП 5, через 4 волна поступает на вход волновода 2 диэлектрического стержня 1 и возбуждает в нем электромагнитную волну типа $H_{11}$ с линейной, например горизонтальной, поляризацией поля. Эта волна проходит через поляризационную развязку с поглощающей пластиной 3, установленной перпендикулярно вектору **E** проходящей волны типа $H_{11}$, возбуждает в диэлектрическом стержне 1 волну типа $HE_{11}$ круглого диэлектрического волновода, и излучает в свободное пространство электромагнитную волну с горизонтальной линейной поляризацией поля. При этом электромагнитная волна типа $H_{11}$ круглого волновода с линейной ортогональной вертикальной поляризацией поля, возникающая на выходе КФПП 5, вследствие возможного неполного преобразования кругополяризованной волны в линейно поляризованную волну, поглощается пластиной 3, которая может быть выполнена из диэлектрического материала, например, кварца или слюды, с нанесенным на нее слоем металла, поглощающего электромагнитные волны, например, хрома.

В режиме приема линейно поляризованная волна, принятая диэлектрическим стержнем 1 через волновод 2 с поглощающей пластиной 3 поляризационной развязки и трансформатор 4 поступает на вход квадратного волновода 9, образованного тонкой пленкой токопроводящего покрытия боковой поверхности ферритового стержня 8, и возбуждает в его ненамагниченном конце 22 перед КФПП 5 линейно поляризованную волну типа $H_{01}$ квадратного волновода 9. При прохождении через КФПП 5 линейно поляризованная волна на длине $l_п$, в соответствии с невзаимными свойствами КФПП 5, преобразуется в кругополяризованную волну с противоположным направлением вращения, по сравнению с волной, излучаемой облучателем в режиме передачи. С выхода КФПП 5 кругополяризованная волна поступает на вход фазовращателя 25, при прохождении через него на длине $l_{ФВ}$ получает такой же регулируемый фазовый сдвиг, как и волна, распространяющаяся в прямом направлении. С выхода фазовращателя 25 кругополяризованная волна поступает через трансформатор 15 и волновод 16 на вход

диэлектрического излучателя 17, который излучает в направлении облучателя ФАР кругополяризованную волну.

Настоящий элемент проходной ФАР конструктивно прост и технологичен. Для его создания в условиях серийного производства нет необходимости разрабатывать новые материалы, сложные технологические приспособления и использовать дорогостоящие технологические процессы. Для изготовления диэлектрических излучателей и согласующих диэлектрических вставок могут быть использованы высокочастотные высокодобротные керамики с диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_r$=5, 7, 10, допускающие изготовление деталей литьем или механической обработкой [15]. Магниты КФПП изготовлены из ниодим-железа-бора [8] с максимальной магнитной индукцией $B_m$=1,2 Тл и высокой стабильностью параметров в широком интервале температур. Магнитный экран КФПП изготовлен из листового пермаллоя.

Проходной элемент ФАР представляет собой функционально завершенное устройство, содержащее в едином корпусе последовательно соединенные диэлектрический излучатель, принимающий от облучателя кругополяризованную волну, фазовращатель, КФПП, представляющий собой невзаимный магнитный квадрупольный преобразователь поляризации, с магнитным экраном и элементами подстройки, выполненный вместе с фазовращателем на одном ферритовом квадратном стержне с токопроводящим покрытием боковой поверхности, и диэлектрический излучатель с поляризационной развязкой, излучающий и принимающий линейно поляризованную волну.

Изготовленные образцы проходного элемента ФАР в КВЧ-диапазоне имеют вес не более 2 г и диаметр не более $0{,}55\lambda_0$, вносимые потери на 0,5 дБ больше, по сравнению с проходным элементом ФАР [2], а поляризационную развязку не менее 20 дБ.

## 3. Заключение

1. Предложен и разработан конструктивно простой высокотехнологичный интегрированный элемент проходной ФАР с пространственным возбуждением кругополяризованной волной облучателя, излучающий в пространство линейно поляризованную волну.

2. Элемент ФАР может быть использован при создании многоэлементных фазированных антенных решеток с широкоугольным электрическим сканированием луча с отклонением от нормали к поверхности раскрыва ФАР на угол до 60° по двум координатам [12]. Возможно применение в качестве бортовых антенн воздушного базирования, обеспечивающих, например, безопасный полет вертолетов и облучение земной поверхности для повышения контрастности наблюдаемых объектов линейно поляризованной волной.

3. К элементам ФАР для этих комплексов предъявляются повышенные требования по прочности и стойкости в условиях экстремальных климатических и механических воздействий. Разработанный элемент ФАР удовлетворяет указанным

требованиям. Он не вносит ограничений на скорость перемещения носителя, и выдерживает возникающие ударные и вибрационные нагрузки.

## Литература


1. Афанасьев Ю.Н., Жигарев В.В., Захарьев Л.Н., Кашин В.А., Корецкий В.М., Леманский А.А., Липатов А.В., Павельев Б.А., Феоктистов В.Г. Приемопередающий элемент фазированной антенной решетки. Патент № 2184410 РФ. Заявл. 26.06.2001. Опубл. 27.06.2002.
2. Рошаль Л.Б., Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю. Элемент фазированной антенной решетки. Патент № 2325741 РФ. Заявл. 06.10.2006. Опубл. 27.05.2008.
3. Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased antenna arrays. // Intentional Conference on Radar. Paris. 3-6 May, 1994, A. 3. Antenna design. - P. 20–24
4. Шевцов О.Ю., Артющев А.В., Крехтунов В.М., Голубцов М.Е., Русов Ю.С. Особенности построения фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн для РЛС зенитно-ракетного комплекса малой дальности. // Известия РАРАН, 2010, № 3. - С. 61–69.
5. Boyd C.R. Comments on the design and manufacture of dual-mode reciprocal latching ferrite phase shifters. // IEEE Trans. on MTT, 1974, vol. MTT-22, №6. - P. 593-601.
6. Порохнюк А.В., Елизаров Ю.Н., Ефимова Н.Н., Пузаков А.Н., Треховицкий О.В. Двухмодовый ферритовый фазовращатель с магнитной памятью. Патент №1459560 РФ Заявл. 09.04.1987; опубл. 30.10.1994.
7. Васин А.А., Канащенков А.И., Крехтунов В.М., Пономарев Л.И., Смирнов А.С., Терехин О.В., Фирсенков А.И., Фирсенков А.А. Проходной элемент фазированной антенной решетки. Патент №1459560 РФ. Заявл. 17.09.2018; опубл. 28.02.2019.
8. Федоров В.В., Милевский Н.П., Смирнова Е.А. Двухмодовый фазовращатель для ФАР миллиметрового диапазона волн. // Антенны, 1999, №1. - С. 60-62.
9. Канащенков А.И. Вертолетная радиолокация. Проблемы и решения. // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал Корпорации «Фазотрон-НИИР», М.: Макцентр-Издательство, 2007, 1–2 (10). - С. 16-25.
10. Апертурные быстродействующие фазовращатели // Каталог ОАО «НИИ «Феррит-Домен» Режим доступа: http://domen.ru/images/stories/prod/pdf/catalog_part5_05.pdf (дата обращения 27.11.2019).
11. Каталог фирмы «Microwave Application Group». Режим доступа: http://www.magsmx.com/pages/dual_mode.html (дата обращения 27.11.2011).
12. Русов Ю.С., Голубцов М.Е., Крехтунов В.М., Нефедов С.И. Модуль проходной фазированной антенной решетки. Патент №2461930 РФ. Заявл. 30.12.2010; Опубл. 20.09.2012.
13. Каталог ОАО «Завод «Магнетон»: Фазовращатели. Режим доступа: http://www.magneton.ru/cat.php?id=105#main_top (дата обращения 08.12.2019).
14. Каталог ОАО «Завод «Магнетон»: СВЧ-ферриты и диэлектрики. Режим доступа: http://www.magneton.ru/cat.php?id=32 (дата обращения 08.12.2019).
15. Каталог ОАО «Завод «Магнетон». Режим доступа: http://www.magneton.ru/cat.php (дата обращения 08.12.2019).


## References


1. Afanasyev YU.N., Zhigarev V.V., Zakhar'yev L.N., Kashin V.A., Koretskiy V.M., Lemanskiy A.A., Lipatov A.V., Pavel'yev B.A., Feoktistov V.G. Receiving transmitting phased array antenna element. Patent No. 2184410 of the Russian Federation. Claim 26/06/2001. Publ. 27.06.2002.
2. Roshal L.B., Firsenkov A.I., Krekhtunov V.M., Shevtsov O.Yu. Phased array antenna element. Patent No. 2325741 of the Russian Federation. Claim 06/10/2006. Publ. 27/05/2008.
3. Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased antenna arrays. // Intentional Conference on Radar. Paris. 3-6 May, 1994, A. 3. Antenna design. - P. 20–24

4. Shevtsov O.Yu., Artyushchev A.V., Krekhtunov V.M., Golubtsov M.E., Rusov Yu.S. Features of constructing phased antenna arrays of the millimeter wave range for short-range anti-aircraft missile radar. // Bulletin of RARAN, 2010, No. 3. - P. 61–69.
5. Boyd C.R. Comments on the design and manufacture of dual-mode reciprocal latching ferrite phase shifters. // IEEE Trans. on MTT, 1974, vol. MTT-22, №6. - P. 593-601.
6. Porokhnyuk A.V., Elizarov Yu.N., Efimova N.N, Puzakov A.N, Trekhovitsky O.V Double-mode ferrite phase shifter with magnetic memory. Patent No. 1459560 of the Russian Federation. Claim 04/09/1987; publ. 10/30/1994.
7. Vasin A.A., Kanashchenkov A.I., Krechtunov V.M., Ponomarev L.I., Smirnov A.S., Terekhin O.V., Firsenkov A.I., Firsenkov A.A. Pass-through element of a phased array antenna. Patent No. 1459560 of the Russian Federation. Claim 09/17/2018; publ. 02/28/2019.
8. Fedorov V.V., Milevsky N.P., Smirnova E.A. Double-mode phase shifter for phased array antenna. // Antennas, 1999, No. 1. - Pp. 60-62.
9. 9. Kanashchenkov A.I. Helicopter radar. Problems and solutions. // Phasotron. Information and analytical journal of the Corporation "Fazotron-NIIR", Moscow: Maktsentr-Publishing House, 2007, 1-2 (10). - Pp. 16-25.
10. Aperture high-speed phase shifters // Catalog of the Research Institute “Ferrite-Domain” JSC Access mode: http://domen.ru/images/stories/prod/pdf/catalog_part5_05.pdf (accessed 11/27/2019).
11. Catalog of the company “Microwave Application Group”. Access mode: http://www.magsmx.com/pages/dual_mode.html (accessed 11/27/2011).
12. Rusov Yu.S., Golubtsov M.E., Krekhtunov V.M., Nefedov S.I. Pass-through phased array antenna module. Patent No. 2461930 of the Russian Federation. Claim 12/30/2010; Publ. 09/20/2012.
13. Catalog of OJSC Magneton Plant: Phase shifters. Access mode: http://www.magneton.ru/cat.php?id=105#main_top (access date 12/08/2019).
14. Catalog of OJSC “Plant Magneton”: microwave ferrites and dielectrics. Access mode: http://www.magneton.ru/cat.php?id=32 (accessed 12/08/2019).
15. Catalog of OJSC Magneton Plant. Access mode: http://www.magneton.ru/cat.php (date of access 08.12.2019).

# РАЗРАБОТКА КОМПАКТНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО РАСФАЗИРОВАННОГО РУПОРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

В. А. Рудаков[1,2], В. А. Следков[1], М. Б. Мануилов[2]

[1]Guangdong Sigtenna Communication Technology Co. Ltd. (Sigtenna), Dongguan, China
[2]Южный федеральный университет (ЮФУ), Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Предложена новая компактная конструкция расфазированного конического рупорного излучателя для диапазона 8-18 ГГц с согласующими секциями на Н-волноводах. Во всем рабочем диапазоне КСВ рупора не превышает 1.44, коэффициент усиления равен 11.6...11.9 дБ, излучатель имеет компактные размеры 60×60×68 мм. Данная конструкция может быть использована как в качестве широкополосного облучателя зеркальных антенн, так и в качестве одиночного излучателя.

**Ключевые слова:** конический рупор; коаксиально-волноводный переход; рупор с изломом образующей; Н-волновод.

# DESIGN OF COMPACT BROADBAND FLARED HORN FOR MICROWAVE BAND

V. A. Rudakov[1,2], V. A. Sledkov[1], M. B. Manuilov[2]

[1]Guangdong Sigtenna Communication Technology Co. Ltd. (Sigtenna), Dongguan, China
[2]Southern Federal University (SFedU), Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** A novel compact design of flared conical horn with matching double-ridge sections is proposed for operation within frequency band 8-18 GHz. Over the all operational band VSWR of the horn is less than 1.44, gain is 11.6 … 11.9 dB, antenna has compact dimensions which are 60×60×68 mm. Proposed design may be employed as the feed of reflector antennas as well as the single antenna.

**Keywords:** conical horn; coaxial-to-waveguide transition; flared horn; double ridge waveguide.

## 1. Введение

Различные конструктивные реализации расфазированных рупорных антенн находят широкое применение в качестве облучателей зеркальных и линзовых антенн, отдельных излучателей, элементов антенных решеток [1-3]. Это связано с хорошо известными достоинствами данного класса антенн. Однако у этого типа излучателей относительная полоса частот достигает несколько десятков процентов, в то время как в различных приложениях требуется работа в сверхоктавном частотном диапазоне (системы РЭБ, подповерхностная радиолокация, радиоастрономия и др.). Ниже предложена новая модификация расфазированных рупоров, которая обеспечивает работу в диапазоне частот, превышающем октаву, и имеет весьма компактные размеры.

## 2. Конструкция рупорного излучателя

Разработанный рупорный излучатель диапазона 8-18 ГГц представлен на рис. 1. Он представляет собой модифицированную конструкцию расфазированного рупора с

изломом образующей [2]. Рупоры с изломом образующей позволяют сформировать осесимметричную диаграмму направленности (ДН) с низким уровнем боковых лепестков. Принцип работы данного класса рупоров заключается в том, что в основном (расфазированном) рупоре возникает прилегающая к его стенкам "теневая" область, в которой поток электромагнитной энергии ослаблен. Это приводит к тому, что распределение поля в раскрыве рупора спадает от центра к краям примерно одинаково в Е- и Н-плоскости. Таким образом удается сформировать осесимметричную ДН с низкими боковыми лепестками. Ширина рабочей полосы частот таких рупоров составляет обычно 10-20%.

(а) (б) (в)

Рис. 1. Рупорный излучатель диапазона 8-18 ГГц: изготовленный излучатель (а), (б), продольное сечение излучателя (в).

Конструкция на рис. 1 содержит коаксиально-волноводный переход (КВП) на стандартный Н-волновод, и шесть секций с различным поперечным сечением, включая внешнюю коническую секцию, возбуждаемую двухгребневым круглым волноводом. Каждая секция представляет собой металлическую пластину, в которой путем фрезерования выполнен отрезок двухгребневого волновода сложного сечения со скруглениями. При этом форма поперечных сечений соосно расположенных волноводных секций постепенно трансформируется от прямоугольного Н-волновода к круглому двухгребневому волноводу.

Расположенная после КВП входная секция рупора представляет собой Н-волновод стандартного сечения, в котором распространяется волна основного типа $TE_{10}$ в диапазоне частот 7.5-18 ГГц. Эта волна при прохождении вдоль ступенчатой структуры, трансформируется в квази-$TE_{11}$ волну двухгребневого круглого волновода на входе расфазированного конического рупора. Таким образом, на раскрыве расфазированного рупора формируется распределение поля, аналогичное тому, которое возникает в известных конических рупорах с изломом образующей [2]. При этом за счет использования двухгребневых волноводных секций предложенная конструкция рупора обеспечивает работу в существенно расширенном частотном диапазоне, превышающем октаву (перекрытие $f_2$: $f_1$ = 2.25:1, полоса частот 77%). Разработанный излучатель имеет весьма компактные размеры - 60×60×68 мм.

Возбуждение рупорного излучателя осуществляется с помощью специально разработанного коаксиально-волноводного перехода [4]. Предложенная компактная конструкция КВП представлена на рис.2. КВП обеспечивает согласование коаксиальной линии с сопротивлением 50 Ом со стандартным волноводом Н-образного сечения (17.551×8.153 мм). В качестве входного разъема используется 50-омный SMA разъем.

(а) (б)

Рис. 2. Коаксиально-волноводный переход диапазона 8-18 ГГц (а) и его поперечное сечение (б).

К числу основных особенностей предложенной конструкции относятся следующие. КВП представляет собой металлическую пластину, в которой путем фрезерования выполнена полость Н-образного сечения, причем размеры пластины совпадают с размерами стандартного волноводного фланца. Высота гребней КВП несколько больше, чем у стандартного Н-волновода, поэтому на стыке гребней КВП и Н-волновода возникает ступенчатая неоднородность, которая также используется для согласования.

Через отверстие в нижней части пластины введены возбуждающий зонд и диэлектрическая цилиндрическая вставка, которые вместе образуют отрезок коаксиальной линии. На верхнем конце зонда имеется цилиндрическое расширение в виде диска, которое используется для согласования КВП. В верхней части зонда имеется четвертьволновая секция увеличенного диаметра, а в нижней - два коротких выступа увеличенного сечения, которые также используются для улучшения согласования.

В цилиндрическом расширении на конце зонда имеется небольшая цилиндрическая выемка, в которую вставляется диэлектрический стержень, который одним концом упирается в верхний гребень, а другим - в зонд. Таким образом, обеспечена фиксация верхнего конца зонда. Цилиндрическая диэлектрическая вставка упирается одним концом в расширение на конце зонда, а другим концом - в разъем SMA, что обеспечивает фиксацию возбуждающего зонда снизу.

Возбуждающий зонд расположен на расстоянии порядка четверти длины волны от задней короткозамыкающей стенки КВП для достижения высокого согласования. Электрические токи, протекающие по зонду, параллельны силовым линиям электрического поля основной волны $TE_{10}$ Н-волновода. Таким образом, при возбуждении коаксиального входа ТЕМ волна коаксиальной линии эффективно преобразуется в волноводную моду основного типа $TE_{10}$. Максимальное расчетное

значение КСВ в диапазоне 8-18 ГГц не превышает 1.2. КВП имеет простую технологичную конструкцию, весьма компактные размеры 35×35×13.6 мм (толщина КВП составляет 13.6 мм). По своим электрическим и габаритным показателям КВП превосходит лучшие известные аналоги.

При моделировании рассматриваемого класса излучателей для исходной оценки геометрических размеров рупора могут быть использованы аналитические соотношения, полученные для конических рупоров с изломом образующей [2].

Задавшись значением угла раскрыва основного (расфазированного) рупора, можно оценить величину диаметра его раскрыва, угол раскрыва и диаметр раскрыва малого рупора, а также угол, под которым видна кромка раскрыва основного рупора из центра раскрыва малого рупора.

В предложенной конструкции рупорного излучателя роль малого рупора играет ступенчатая структура, представляющая собой согласующий переход между Н-волноводом стандартного сечения и основным коническим рупором. Волновое сопротивление каждой секции сложного поперечного сечения может быть рассчитано с помощью известных программ трехмерного электродинамического моделирования. Далее можно воспользоваться теорией согласующих ступенчатых переходов чебышевского типа для выбора геометрических размеров каждой двухгребневой секции сложного сечения [5]. Полученные геометрические размеры структуры были использованы в качестве исходного приближения для трехмерного электродинамического моделирования излучателя. Анализ и многопараметрическая оптимизация рупора были выполнены на основе метода конечного интегрирования [6].

### 3. Экспериментальные и теоретические результаты

По результатам моделирования был разработан и изготовлен макет рупора (рис.1а,б). Для экспериментального исследования изготовленного излучателя был использован векторный анализатор цепей R&SZVA40 фирмы Rohde&Schwarz. Полученные экспериментальные результаты хорошо согласуются с результатами эксперимента. На рис. 3 приведена экспериментальная частотная характеристика КСВ излучателя. Излучатель во всем рабочем диапазоне хорошо согласован, измеренный КСВ не превышает 1.44.

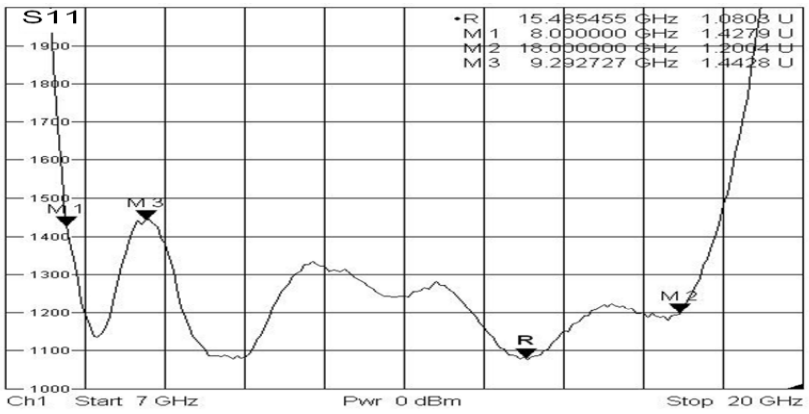



Рис. 3. Экспериментальная частотная зависимость КСВ излучателя

Рупор имеет стабильное значение коэффициента усиления в рабочем диапазоне, которое равно G=11.9 дБ, 11.6 дБ, 11.8 дБ на частотах соответственно 8ГГц, 13 ГГц, 18ГГц. Расчетные диаграммы направленности в Е- и Н-плоскости приведены на рис.4. Ширина ДН по уровню -10 дБ в Н-плоскости также остается стабильной во всем диапазоне: $\Delta\theta_{0.1,H}$ = 84°, 83°, 85° при $f$ = 8 ГГц, 13 ГГц, 18 ГГц. На тех же частотах ширина ДН в Е-плоскости равна соответственно $\Delta\theta_{0.1,E}$ = 100°, 92°, 71°. Уровень боковых лепестков не превышает -25 дБ.

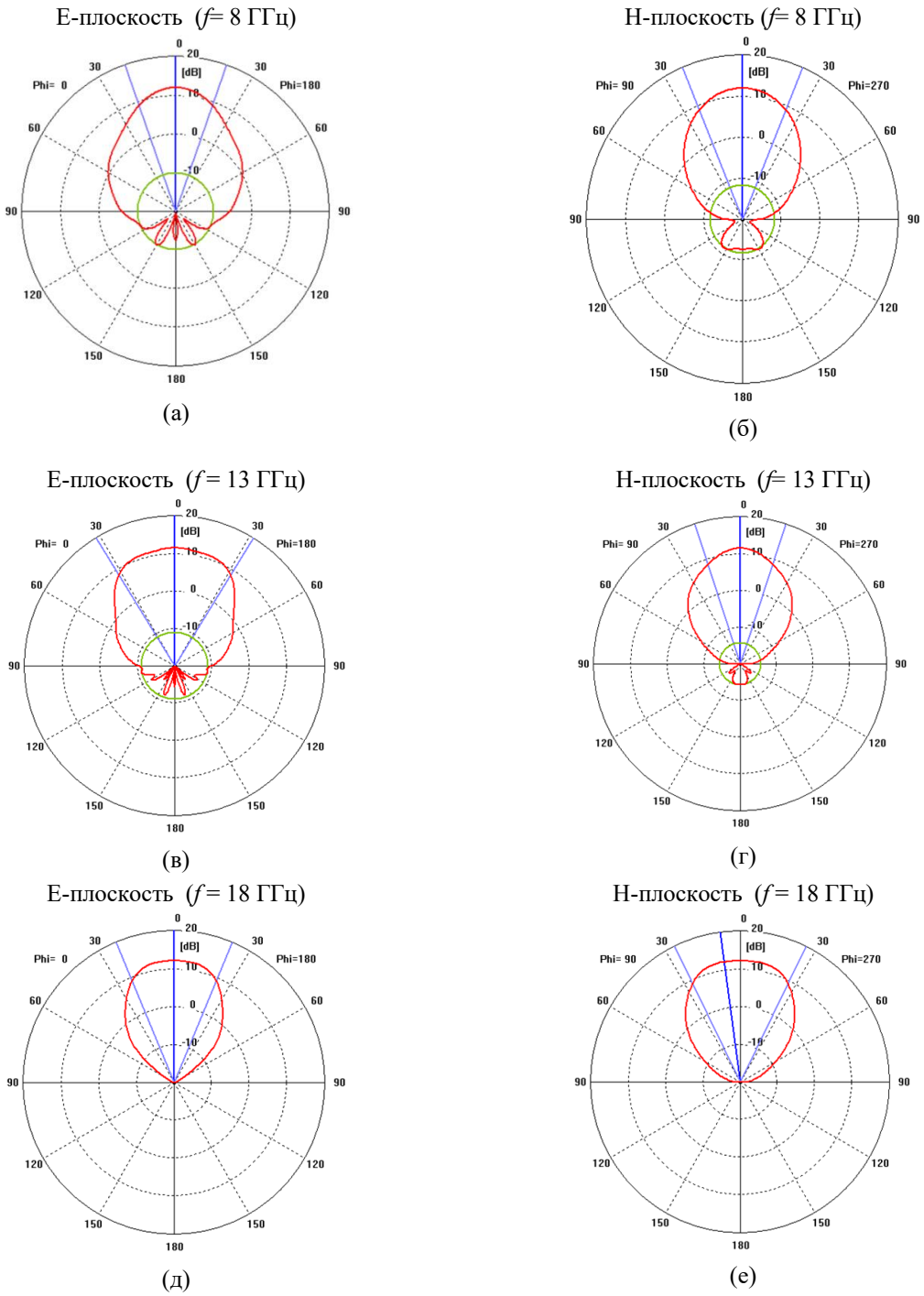



Рис. 4. Диаграммы направленности расфазированного рупора

## 4. Заключение

В работе предложена, теоретически и экспериментально исследована новая компактная конструкция широкополосного расфазированного рупорного излучателя диапазона 8-18 ГГц. Излучатель содержит оригинальный компактный коаксиально-волноводный переход с 50-Омной коаксиальной линии на стандартный Н-волновод и ступенчатый согласующий переход со стандартного Н-волновода на круглый двухгребневый волновод, возбуждающий конический рупор.

Предложенная конструкция рупорного излучателя имеет высокие электрические характеристики (КСВ<1.44, стабильный коэффициент усиления 11.6...11.9 дБ, стабильную в Н-плоскости ДН по уровню -10 дБ). Данная конструкция может быть использована в качестве базовой для разработки как одиночных рупорных антенн, так и облучателей зеркальных и линзовых антенн и в качестве элементов антенных решеток.

## Литература


1. Фролов О. П., Вальд В. П. Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Горячая линия-Телеком, 2008, - 496 с.
2. Тимофеева А. А. Определение геометрических размеров рупорных облучателей с диаграммами направленности, близкими к оптимальным. // Электросвязь, 1977, № 5. – С. 28-33.
3. Юханов Ю. В., Бобков Н. И., Семенихин А. И., Семенихина Д. В. Электродинамическое моделирование рупорного облучателя многолучевой сверхширокополосной зеркальной антенны. // Известия ЮФУ. Технические науки, 2012, №11.- С. 48-54.
4. Рудаков В.А., Следков В. А., Майоров А.П., Мануилов М. Б. Компактные широкополосные конструкции коаксиально-волноводных переходов для диапазонов 8-18 ГГц и 18-26 ГГц. // Электромагнитные волны и электронные системы, 2014, №9. - С.26-31.
5. Фельдштейн А. Л., Явич Л.Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Советское радио, 1967. - 652 с.
6. CST Studio Suite. http:// www.3ds.com. 20.01.2020.


## References


1. Frolov O. P., Vald V. P. Reflector antennas for terrestrial stations of satellite communications. M.: Goryachaya Liniya - Telecom, 2008, - 496 p.
2. Timofeeva A. A. Evaluation of geometrical dimensions of horns with radiation patterns closed to optimal patterns. // Electrosvyaz, 1977, № 5. – P. 28-33.
3. Yukhanov Yu. V., Bobkov N. I., Semenikhin A. I., Semenikhina D. V. Electrodynamic modeling of horn feed of multi-beam ultra-wideband reflector antenna. // Izvestiya YuFU. Technicheskie Nauki, 2012, №11.- P. 48-54.
4. Rudakov V. A., Sledkov V. A., Mayorov A. P., Manuilov M. B. Compact wideband coaxial-to-waveguide transitions for frequency bands 8-18 GHz and 18-26 GHz. // Electromagnitnye volny i electronnye sistemy, 2014, №9. - P. 26-31.
5. Feldshtein A. L., Yavich L. R., Smirnov V. P. Handbook for elements of waveguide technique. M.: Sovietskoye radio, 1967. - 652 p.
6. CST Studio Suite. http:// www.3ds.com. 20.01.2020.

# РАСЧЕТ ИЗЛУЧЕНИЯ НЕСИММЕТРИЧНОГО ВИБРАТОРА МЕТОДОМ СОСРЕДОТОЧЕННОГО ЗАРЯДА

А.М. Бобрешов[1], С.Е. Нескородов[1,2], К.В. Смусева[1], Г.К. Усков[1]

[1]ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»
[2]АО «Концерн «Созвездие»

**Аннотация.** В работе приведены результаты расчета поля излучения несимметричного вибратора во временной области методом сосредоточенного заряда. При расчетах введены поправки на неодновременность торможения и разгона сосредоточенного заряда. Проведено сравнение излученного поля с результатами, полученными численным моделированием методом конечных интегралов (Finite Integration Technique).

**Ключевые слова**: метод сосредоточенного заряда, излучение, временная область.

# THE CALCULATION OF THE RADIATION OF THE ASYMMETRIC VIBRATOR BY THE METHOD OF CONCENTRATED CHARGE

A.M. Bobreshov[1], S.E. Neskorodov[1.2], K.V. Smuseva[1], G.K. Uskov[1]

[1] FSBEI of HE "Voronezh State University"
[2] CJSC "Concern" Constellation "

**Abstract**. The paper presents the results of calculating the radiation field of an asymmetric vibrator in the time domain by the concentrated charge method. In the calculations, corrections were introduced for the non–simultaneous braking and acceleration of the concentrated charge. The radiated field is compared with the results obtained by numerical simulation by the finite integration technique

**Keywords**: concentrated charge method, radiation, time domain.

## 1. Введение

В настоящее время совершенствование аналитических методов расчета излучающих и приемных характеристик антенн во временной области [1–2] является актуальной задачей. Это связано с тем, что с увеличением полосы рабочих частот линейно растет и время анализа электродинамических структур. Переход во временную область позволяет рассматривать весь частотный диапазон одновременно без затрат дополнительных ресурсов. В работах [3–10] приведены различные подходы, используемые при рассмотрении излучения антенн во временной области: метод последовательной решетки, метод сосредоточенного заряда, метод параболического уравнения и др.

В данной работе предложен способ улучшения метода сосредоточенного заряда, подробно описанного в [3], для задачи расчета излучения тонкого несимметричного вибратора.

## 2. Сущность модели сосредоточенного заряда

Пусть пространственная длина импульса много меньше размеров антенного элемента, тогда излучение антенны можно рассматривать как поле движущегося уединенного точечного заряда. Так как движущийся заряд создает поле только при

ускорении, предполагается [9], что для несимметричного вибратора суммарное поле будет складываться из нескольких импульсов: у точки питания при возбуждении антенны (первый импульс) и поглощении обратного импульса (третий импульс), и на ее конце (второй импульс).

Для моновибратора, расположенного вдоль оси X, в точке наблюдения, находящейся на оси Z, при возбуждении δ–импульсом напряженность поля описывается соотношением [9]:

$$E_x(t) = -\frac{\mu_0 q}{4\pi R}\left\{c\delta(t-\frac{R}{c}) - 2c\delta\left(t-\frac{l+R}{c}\right) + c\delta\left(t-\frac{2l+R}{c}\right)\right\}, \qquad (1)$$

где $l$ – длина излучателя, R – расстояние до точки наблюдения.

В работе амплитуды первого и третьего импульсов полагались равными, а второго – в два раза больше, так как на конце излучателя одновременно происходит торможение и ускорение заряда в обратном направлении, что означает удвоенное ускорение.

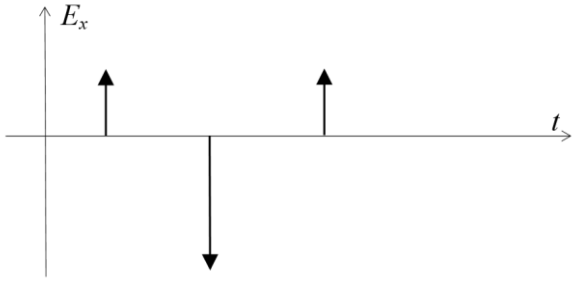



Рис.1. Временная форма излучения моновибратора, возбуждаемого δ–импульсом.

Также учитывается, что в реальных системах добиться идеального согласования антенны с фидером невозможно, при этом коэффициент отражения будет частотно зависимым [3]. Влияние коэффициента отражения описывается свёрткой исходного сигнала с временной формой коэффициента отражения.

С учетом поправки на условие границы дальней зоны $R-\sqrt{R^2+l^2}\to 0$, для реальных сигналов предложены выражения

$$E_1 = \frac{S(t)}{R};\ E_2 = -2\frac{S(t)}{\sqrt{R^2+l^2}};\ E_3 = \frac{S(t)}{R} + \frac{S_1(t)}{R}, \qquad (2)$$

где $S(t)$ и $S_1(t)$ – соответственно, свертки исходного и излученного сигнала с коэффициентом отражения.

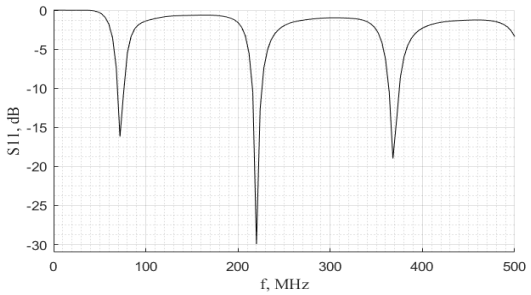



Рис. 2. Коэффициент отражения несимметричной вибраторной антенны длиной l=1 м.

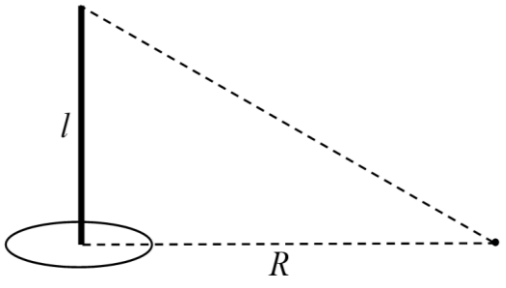



Рис. 3. К определению расстояния, пройденного полем.

### 3. Учет неодновременности отражения от конца вибратора

Ранее рассматривалось, что движущийся заряд (импульс тока) изменяет свою скорость на конце вибратора с $+c$ до $-c$, т.е. находится под действием ускорения $2c$. Так как импульс тока имеет ненулевую длительность, поэтому будем считать, что он сначала должен полностью остановиться, а потом начать движение в обратном направлении. Однако в рамках допущений эти процессы происходят в один момент времени. Таким образом, суммарный сигнал, вызванный отражением сосредоточенного заряда, будет состоять из двух одновременных импульсов одинаковой амплитуды и фазы. Следовательно, энергия этого импульса будет в 2 раза больше каждой из его компонент, а напряжённость возрастет в $\sqrt{2}$ раз.

За время движения заряд постепенно теряет свою энергию, рассеивая ее на сопротивлении излучения, что приводит к уменьшению амплитуд излучаемых импульсов. Учтем это следующим образом: рассмотрим приближение, в котором будем считать, что каждый импульс излучается отдельно с потерями энергии в 25% каждый раз.

С учетом всех вышеописанных поправок суммарное поле будет описываться выражением:

$$E(t) = \frac{S(t)}{R} - \sqrt{2}\frac{S(t+l/c)}{\sqrt{R^2+l^2}} + \sqrt{0.25}\frac{S(t+2l/c)}{R}, \qquad (3)$$

где $S(t)$ – свертка исходного сигнала с коэффициентом отражения по входу антенны.

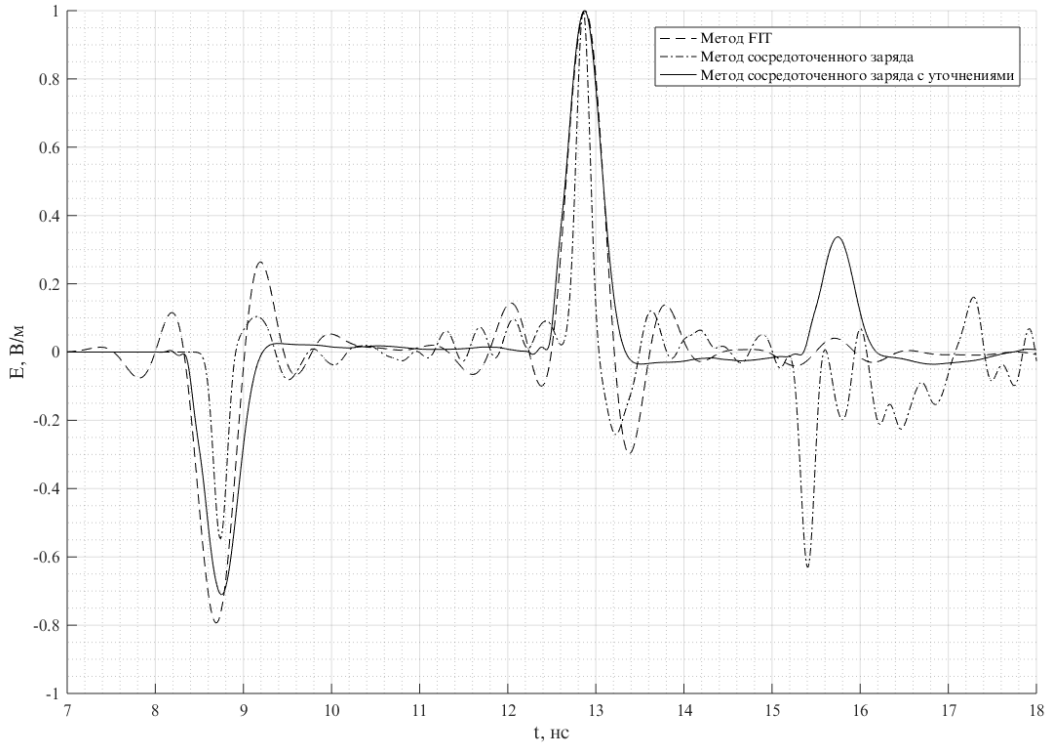



Рис. 4. Временная зависимость поля, рассчитанная методом FIT(штриховая линия), методом сосредоточенного заряда(штрихпунктирная линия) ; методом сосредоточенного заряда с предлагаемыми поправками(сплошная линия);

На рис. 4 представлены нормированные временные зависимости электрической компоненты поля несимметричного вибратора длиной 1м на расстоянии 2 м, рассчитанные в программном пакете CST Microwave Studio методом FIT (штриховая линия) [1, 14], методом сосредоточенного заряда в исходной постановке (штрихпунктирная линия) [3], методом сосредоточенного заряда с уточнениями (сплошная линия). Разбиение отраженного от конца вибратора импульса на два позволило корректно отобразить длительность излученных компонент, сократить ошибку в отображениях амплитуд импульсов.

## 4. Заключение

В работе показано, что рассмотрение отраженного от конца вибратора импульса как сумму компонент замедления и ускорения приводит к более качественным результатам. Внесение поправок такого рода позволило минимизировать расхождение в длительностях излученных компонент при сравнении расчетов методом сосредоточенного заряда с результатами, полученными численным моделированием методом FIT.

Дальнейшее уточнение результатов предполагает более глубокое рассмотрение вопроса движения несинусоидального сигнала в длинных линиях, в т.ч. открытых. Это будет задачей последующих исследований и развития метода.

## 5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2020-2022 годы, проект № FZGU-2020-0036/

## Литература

1. Clemens M., Weiland T. Discrete electromagnetism with the finite integration technique//Progress in Electromagnetic Research. – 2001. – №32. – P. 65 – 87.
2. Стренг Г., Фикс Д. Теория метода конечных элементов. – М.: Мир, 1977. – 349 с.
3. Бобрешов А.М., Нескородов С.Е., Смусева К.В., Усков Г.К. Расчет излучения несимметричного вибратора во временной области // Материалы конференции «Антенны и распространение радиоволн 2019», Санкт–Петербург, 2019
4. Калошин В. А., Нгуен К.З., Нгуен Н.Ш. Исследование характеристик ТЕМ рупоров // Журнал радиоэлектроники. – 2015.– № 10. URL: http://jre.cplire.ru/koi/oct15/2/text.html (дата обращения: 15.05.2019)
5. Калошин В. А., Мартынов Е. С. Асимптотическая теория биконической антенны // Журнал радиоэлектроники. – 2011.– № 9. URL: http://jre.cplire.ru/alt/sep11/12/text.pdf (дата обращения: 15.05.2019)
6. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.
7. Зернов Н. В., Меркулов Г. В. Антенны в режиме излучения (приема) сверхширокополосных сигналов. //Зарубежная радиоэлектроника. – 1991.– №1.– С. 40–48.
8. Лазоренко О. В. Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 2. Методы анализа и применение//Радиофизика и радиоастрономия. – 2008.– Т. 13, №4.– С. 270–322

9. Ковалев И. П. Пономарев Д. М. Анализ процессов излучения и приема импульсных сигналов во временной области. – М.: Рикел: Радио и связь, 1996.– 107с
10. Skulkin S., Lysenko N., Uskov G., Kascheev N. Transient Far Fields of Aperture Antennas//IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. –2019. – Vol. 18, № 5.– P. 1036 – 1040.
11. Иммореев И.Я., Синявин А.Н. Излучение сверхширокополосных сигналов// Антенны: – М.: Радиотехника, 2001.– Вып. 1(47). – С. 8–16.
12. Наденeнко С. И. Антенны. — М.: Связьиздат, 1959. — 552 с.
13. Руководство пользования CST StudioSuite, [Электронный ресурс], URL: http://www.eurointech.ru/store/CST_STUDIO_SUITE_Getting_Started_Rus.pdf (дата обращения: 15.05.2019)

## REFERENCES

1. Clemens M., Weiland T. Discrete electromagnetism with the finite integration technique//Progress in Electromagnetic Research. – 2001. – №32. – P. 65 – 87.
2. Strand G., Fix D. Theory of the finite element method. – M.: Mir, 1977. – 349 p.
3. Bobreshov A.M., Neskorodov S.E., Smuseva K.V., Uskov G.K. Calculation of the radiation of an asymmetric vibrator in the time domain // Proceedings of the Conference Title “Antennas and Propagation of Radio Waves 2019”, St. Petersburg, 2019
4. Kaloshin V. A., Nguyen K.Z., Nguyen N.Sh. Study of the characteristics of TEM horns // Journal of Radio Electronics. – 2015.– No. 10. URL: http://jre.cplire.ru/koi/oct15/2/text.html (accessed: 05/15/2019)
5. Kaloshin V. A., Martynov E. S. Asymptotic theory of a biconical antenna // Journal of Radioelectronics. – 2011.– No. 9. URL: http://jre.cplire.ru/alt/sep11/12/text.pdf (accessed: 05/15/2019)
6. Astanin L.Yu., Kostylev A.A. Basics of ultra–wideband radar measurements. – M.: Radio and communications, 1989. – 192 p.
7. Zernov N.V., Merkulov G.V. Antennas in the radiation (reception) mode of ultra–wideband signals. // Foreign radio electronics. – 1991.– No. 1.– S. 40–48.
8. Lazorenko O. V. Chernogor L. F. Ultra–wideband signals and physical processes. 2. Methods of analysis and application // Radiophysics and radio astronomy. – 2008.– V. 13, No. 4.– P. 270–322
9. Kovalev I. P. Ponomarev D. M. Analysis of the processes of radiation and reception of pulsed signals in the time domain. – M.: Rickel: Radio and communications, 1996.– 107s
10. Skulkin S., Lysenko N., Uskov G., Kascheev N. Transient Far Fields of Aperture Antennas // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. –2019. – Vol. 18, No. 5.– P. 1036 – 1040.
11. Immoreev I.Ya., Sinyavin A.N. Radiation of ultra–wideband signals // Antennas: – M.: Radio engineering, 2001. – Issue. 1 (47). – C. 8–16.
12. Nadenenko S. I. Antennas. – M.: Svyazizdat, 1959. – 552 p.
13. CST StudioSuite User Guide, [Electronic resource], URL: http://www.eurointech.ru/store/CST_STUDIO_SUITE_Getting_Started_Rus.pdf (accessed date: 05/15/2019)

# РЕАЛИЗАЦИЯ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВОЙСТВ ТРАНСФОРМАЦИОННОЙ ОПТИКИ

Ю.Г. Пастернак[1,2,3], П.В. Першин[2], Е.А. Рогозин[4], Р.Е. Рогозин[1], С.М. Фёдоров[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская федерация
[2]АО «ИРКОС», Москва, Российская федерация
[3]ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Российская Федерация
[4]Воронежский институт Министерства внутренних дел (ВИ МВД РФ), Воронеж, Российская федерация

**Аннотация.** Рассмотрены направленные частотные свойства линзы Люнеберга, реализованной с использованием свойств трансформационной оптики. Сделаны выводы о величине сектора обзора в азимутальной плоскости.

**Ключевые слова:** линза Люнеберга; трансформационная оптика; диэлектрическая и магнитная проницаемость.

# IMPLEMENTATION OF A LUNEBERG LENS USING THE PROPERTIES OF TRANSFORMATION OPTICS

Y.G. Pasternak[1,2,3], P.V. Pershin[2], E.A. Rogozin[4], R.E. Rogozin[1], S.M. Fedorov[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia
[2]JSC «IRCOS», Moscow, Russia
[3]MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Forse Academy», Voronezh, Russia
[4]Voronezh Institute of the Ministry of Interior of Russia, Voronezh, Russia

**Abstract.** The directional frequency properties of the Luneberg lens realized using properties of transformational optics are considered. Conclusions were drawn on the size of the scan sector in the azimuth plane.

**Keywords:** Luneberg lens; transformative optics; dielectric and magnetic penetration.

## 1. Введение

Трансформационная оптика – это направление в науке о свете, которое стало возможным благодаря развитию метаматериалов [1]. Прямой задачей оптики можно назвать нахождение траектории лучей по заданным значениям тензоров диэлектрической ($\boldsymbol{\varepsilon}$) и магнитной ($\boldsymbol{\mu}$) проницаемости [1]. Однако, задавая определенным образом пространственное распределение $\boldsymbol{\varepsilon}$ и $\boldsymbol{\mu}$, можно добиться распространение лучей по заданным криволинейным траекториям [1]. Это и есть основная задача трансформационной оптики. Теоретические основы трансформационной оптики базируются на инвариантности уравнений Максвелла относительно координатных преобразований $(x, y, z) \to (x', y', z')$, при этом необходимо, чтобы тензоры $\boldsymbol{\varepsilon}$ и $\boldsymbol{\mu}$ исходной системы координат преобразовывались следующим образом [2]:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varepsilon}' = \dfrac{\boldsymbol{J}\boldsymbol{\varepsilon}\boldsymbol{J}^T}{det(\boldsymbol{J})} \\ \boldsymbol{\mu}' = \dfrac{\boldsymbol{J}\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{J}^T}{det(\boldsymbol{J})} \end{cases}, \qquad (1)$$

где $\boldsymbol{J}$ – матрица Якоби преобразования координат $(x, y, z) \to (x', y', z')$.

## 2. Создание плоского профиля линзы Люнеберга

Для создания профиля плоской линзы (рис. 2б) необходимо воспользоваться свойствами трансформационной оптики при координатном преобразовании $(x, y, z) \to (x', y', z')$ [3–6]:

$$\begin{cases} x' = x \\ y' = \dfrac{yb}{\sqrt{R^2 - x^2}} \\ z' = z \end{cases}, \tag{2}$$

где: $b$ – половина толщины линзы; $R$ – ее радиус.

Расчет тензоров $\boldsymbol{\varepsilon}'$ и $\boldsymbol{\mu}'$ производится согласно (1) при координатном преобразовании (2) При практической реализации тензор $\boldsymbol{\varepsilon}'$ при-водят к диагональной форме, а $\boldsymbol{\mu}'$ приравнивают к единичной матрице [3,6]. Таким образом, конструкция линзы ориентирована на диэлектрический профиль. Компоненту $\varepsilon_{yy}'$ тензора $\boldsymbol{\varepsilon}'$ не учитывают, поскольку ее влияние на направленные характеристики линзы незначительно [3]. Значения $\varepsilon_{zz}'$ и $\varepsilon_{xx}'$ в исходных координатах $(x, y, z)$ вычисляются следующим образом [5, 6]:

$$\varepsilon_{zz}' = \varepsilon_{xx}' = \sqrt{R^2 - x^2}\left(2 - \frac{x^2 + y^2}{R^2}\right) / b\,. \tag{3}$$

Геометрические параметры линзы выбраны согласно [6]: радиус линзы равен 23,1 мм, толщина – 7,7 мм. Это необходимо для того, чтобы антенная система работала в диапазоне 5G, а диаметр линзы был кратен минимум трем длинам волн. Модель линзы выполнена в среде CST STUDIO SUITE 2017 из двадцати вложенных друг в друга тел вращения, полученных в результате вращения дискредитированного распределения $\varepsilon_{xx}'$ в плоскости $x'o'y'$, вокруг оси $oy'$. Дискредитация проводилась согласно [7].

## 3. Результаты моделирования

Моделирование линзы проводилось в среде CST STUDIO SUITE 2017. Для вычисления фокусного расстояния рассматривалось распределение электрического поля в плоскости $x'o'y'$ (рисунок 1) при нормальном падении плоской волны на поверхность линзы (фронт волны параллелен раскрыву линзы).

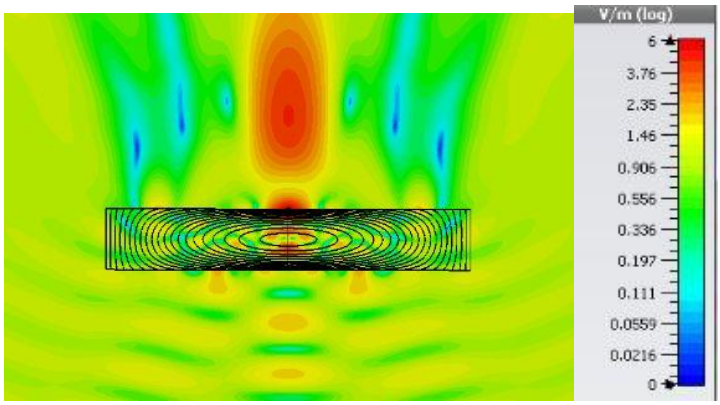



Рис. 1. Распределение электрического поля при нормальном падении

Анализ распределения поля показывает, что фокус трансформированной линзы Люнеберга находится на расстоянии 16 мм от центра линзы. Таким образом, несмотря на свой плоский профиль, трансформированная линза Люнеберга имеет фокусное расстояние, поэтому полученная антенная система не является плоской. Дальнейшее моделирование антенной системы проводилось при фокусном расстоянии равном 16 мм от центра линзы. В качестве облучателя использовался вибратор с рефлектором и директором. На рисунке 2 приведены диаграммы направленности (ДН) в азимутальной плоскости при разном сдвиге облучателя вдоль прямой, параллельной плоскости раскрыва линзы и проходящей через точку фокуса линзы (далее сдвиг облучателя).

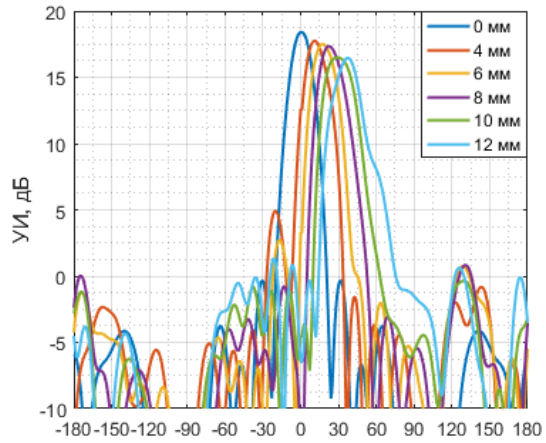



Рис. 2. Диаграммы направленности в азимутальной плоскости при разном сдвиге облучателя

На рисунках 3-7 приведены частотные зависимости: коэффициента направленного действия (КНД), коэффициента использования поверхности (КИП), ширины ДН по уровню -3 дБ, уровня боковых лепестков (УБЛ), коэффициента стоячей волны (КСВ). Также на рисунках 3-5 приведены частотные зависимости КНД и ширины ДН для плоского круглого синфазного раскрыва, вычисленные согласно [8].

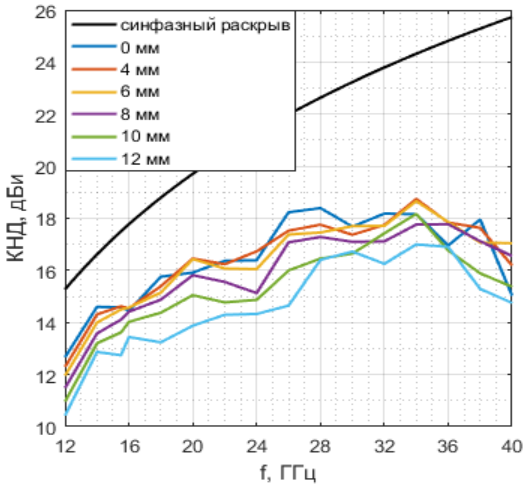



Рис. 3. Зависимость КНД от частоты при разном сдвиге облучателя

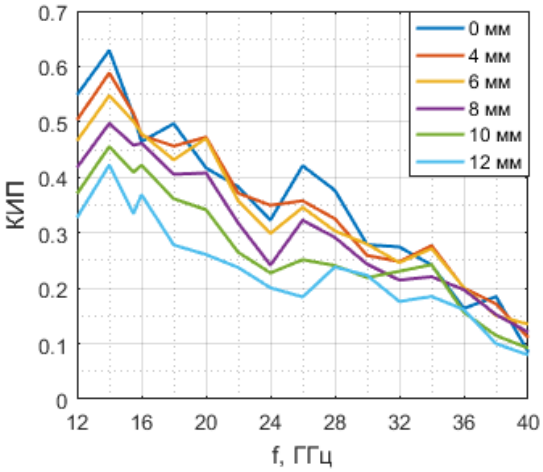



Рис. 4. Зависимость КИП от частоты при разном сдвиге облучателя

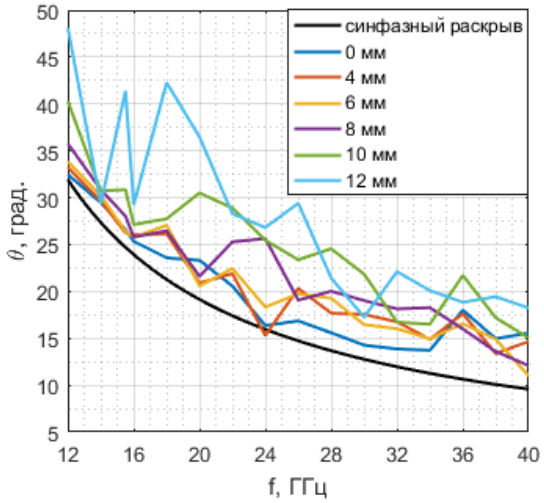



Рис. 5. Зависимость ширины ДН от частоты при разном сдвиге облучателя

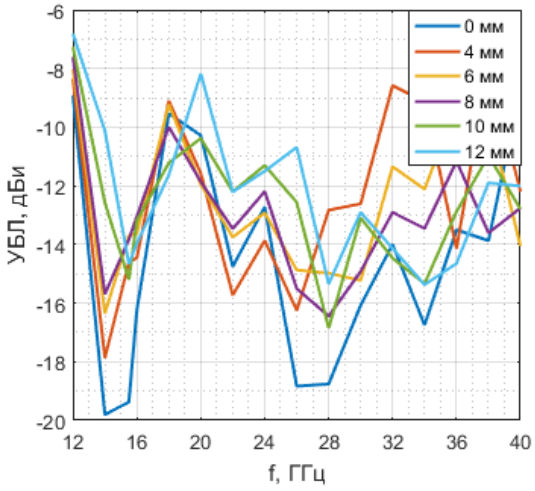



Рис. 6. Зависимость УБЛ от частоты при разном сдвиге облучателя

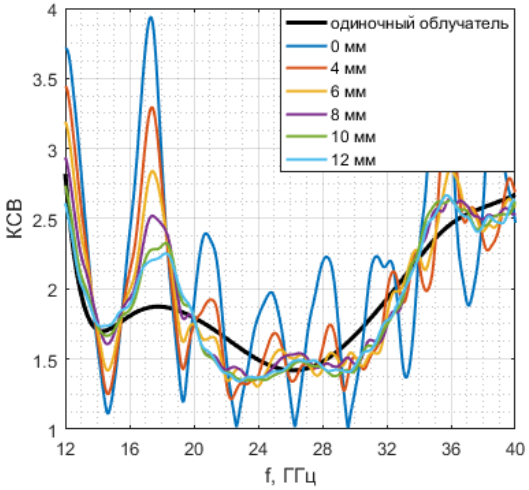



Рис. 7. Зависимость КСВ от частоты при разном сдвиге облучателя

Анализ полученных результатов показывает, что с ростом частоты снижается эффективность антенной системы, о чем свидетельствует уменьшение величины КИП (рисунок 4). КНД рассматриваемой линзы Люнеберга (рисунок 3) на частотах выше 25 ГГц становится значительно ниже, чем КНД плоского круглого синфазного раскрыва. Ширина главного лепестка ДН при нулевом сдвиге облучателя примерно на $5^0$ больше, чем у синфазного круглого раскрыва (рисунок 5). Также при нулевом сдвиге облучателя наблюдается периодически повторяющиеся выбросы в частотной зависимости КСВ (рисунок 7). При сдвиге облучателя наблюдается снижение величины КНД и КИП (рисунки 3-4). Уменьшается величина периодических выбросов в частотной зависимости КСВ, а при сдвиге больше 6 мм, КСВ облучателя с линзой близок к КСВ одиночного облучателя на частотах выше 20 ГГц. При величине сдвига больше 10мм, ширина главного лепестка ДН рассматриваемой линзы Люнеберга примерно в 2 раза больше, чем у синфазного круглого раскрыва (рисунок 5), а КНД снижается примерно

на 2-3 дБи (рисунок 3). Поэтому, целесообразно сдвигать облучатель не более, чем на 8-9 мм, а сектор обзора в азимутальной плоскости ограничивается примерно до $40^0$-$45^0$.

## 4. Заключение

Исследованы направленные и частотные характеристики трансформированной диэлектрический линзы Люнеберга. Синтезированная линза не является плоской, поскольку обладает вынесенным фокусом, однако обладает меньшими поперечными размерами, чем классическая линза Люнеберга. В отличие от классической линзы Люнеберга, позволяющей осуществлять азимутальное сканирование в широком секторе углов с сохранением формы ДН, рассматриваемая конструкция имеет сектор обзора примерно $40^0$-$45^0$ с более низкими значениями эффективности.

## Литература


1. Кильдишев А.В, Шалаев В.М. Трансформационная оптика и метаматериалы // Успехи физических наук. 2011, том 181, №1. – С. 59–70.
2. Pendry J. B., Schurig D., Smith D. R. Controlling Electromagnetic Fields // Science. 2006, Vol. 312, №5781. – Pp.1780–1782.
3. Mateo-Segura C. Flat Luneburg lens via transformation optics for directive antenna applications / Mateo-Segura C., Dyke A.; Dyke H.; Haq S.; Hao Y. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014, Vol. 62, №4. – Pp. 1945-1953.
4. Foster R. Beam-Steering Performance of Flat Luneburg Lens at 60 GHz for Future Wireless Communications / Foster R., Nagarkoti D., Gao J., Vial B., Nicholls F., Spooner C., Haq S., Hao Y.// International Journal of Antennas and Propagation. 2017, Vol.6. – Pp.1–8.
5. Bai W., Chisum J. A Compact, Wide Field-of-View Gradient-Index Lens Antenna for Millimeter-Wave MIMO on Mobile Devices // 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). Toronto, ON, Canada.
6. Su Y., Chen Z.N. A Flat Dual-Polarized Transformation-Optics Beamscanning Luneburg Lens Antenna Using PCB-Stacked Gradient Index Metamaterials // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018, Vol. 66, №10. – Pp. 5088–5097.
7. Benjamin F. Design Optimization of Multishell Luneburg Lenses / Fuchs B.; Coq L. L.; Lafond O.; Rondineau S.; Himdi M. // Transactions on Antennas and Propagation. 2007., Vol. 55, № 2. – Pp. 283–289
8. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. М. Энергия, 1975. – 528 с.


## References


1. Kildishev A. V., Shalaev V. M. Transformation optics and metamaterials // Phys. Usp. 2011, Vol. 181, №1. – Pp. 59–70.
2. Pendry J. B., Schurig D., Smith D. R. Controlling Electromagnetic Fields // Science. 2006, Vol. 312, №5781. – Pp.1780–1782.
3. Mateo-Segura C. Flat Luneburg lens via transformation optics for directive antenna applications / Mateo-Segura C., Dyke A.; Dyke H.; Haq S.; Hao Y. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014, Vol. 62, №4. – Pp. 1945-1953.
4. Foster R. Beam-Steering Performance of Flat Luneburg Lens at 60 GHz for Future Wireless Communications / Foster R., Nagarkoti D., Gao J., Vial B., Nicholls F., Spooner C., Haq S., Hao Y.// International Journal of Antennas and Propagation. 2017, Vol.6. – Pp.1–8.
5. Bai W., Chisum J. A Compact, Wide Field-of-View Gradient-Index Lens Antenna for Millimeter-Wave MIMO on Mobile Devices // 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). Toronto, ON, Canada.
6. Su Y., Chen Z. N. A Flat Dual-Polarized Transformation-Optics Beamscanning Luneburg Lens Antenna Using PCB-Stacked Gradient Index Metamaterials // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018, Vol. 66, № 10. Pp. – 5088–5097.

7. Benjamin F. Design Optimization of Multishell Luneburg Lenses / Fuchs B.; Coq L. L.; Lafond O.; Rondineau S.; Himdi M. // Transactions on Antennas and Propagation. 2007., Vol. 55, № 2. – Pp. 283–289
8. Markov G. T., Sazonov D. M. Antennas. M. Energy, 1975. – 528p.

# РЕШЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ ХАФФОРДА ДЛЯ ПРОГНОЗА МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

В.В. Ахияров В.В.[1, 2]

[1]ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия
[2]Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

**Аннотация.** Рассмотрено решение задачи дифракции методом интегрального уравнения при выполнении импедансного краевого условия на границе раздела земной поверхности и атмосферы. Приведены результаты решения модельных задач для цилиндрического сегмента с однородными и неоднородными по дальности и глубине электрическими свойствами, а также для препятствия в форме кривой Гаусса.

**Ключевые слова:** интегральное уравнение; множитель ослабления; функция Грина.

# HUFFORD INTEGRAL EQUATION SOLUTION FOR PREDICTION OF THE ATTENUATION FUNCTION ABOVE THE EARTH'S SURFACE

V. V. Akhiyarov[1, 2]

[1]Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications
(SRI for LDRC), Moscow, Russia
[2]Kotelnikov Institute of radioengineering and electronics of RAS
(Kotelnikov IRE of RAS), Moscow, Russia

**Abstract.** The solution of the diffraction problem by the integral equation method is considered when the impedance boundary condition is satisfied at the interface between the earth's surface and the atmosphere. The results of model problems solutions for a cylindrical segment with electrical properties that are homogeneous and inhomogeneous in range and depth, as well as for an obstacle in the form of a Gaussian curve, are presented.

**Keywords:** integral equation; attenuation factor; Green function.

## 1. Введение

В настоящее время для расчета напряженности поля (или множителя ослабления) над земной поверхностью широко используются численные методы. В УКВ диапазоне решение данной задачи сводится к интегральному уравнению Фредгольма 1-го или 2-го рода, либо к параболическому уравнению [1..5], при этом в обоих случаях решение ищется в предположении того, что на границе раздела земли и атмосферы выполняется граничное условие Дирихле. Однако в общем случае граничные условия следует считать импедансными:

$$\frac{\partial \psi}{\partial n} = -jk\delta\psi\,. \qquad (1)$$

где $k = 2\pi/\lambda$, $\delta$ – нормированный импеданс земли при заданной поляризации поля источника, $\psi$ - скалярная компонента волнового поля.

## 2. Интегральные уравнения Фейнберга и Хаффорда

Рассмотрим задачу вычисления множителя ослабления поля источника, поднятого на высоту $z_0$ над земной поверхностью, с учетом электрических свойств земли и геометрии рельефа, зависимость поля от времени выбрана в виде $e^{-j\omega t}$.

Исходное выражение для определения функции $\psi(P)$ в произвольной точке на земной поверхности имеет вид:

$$\psi(P) = 2\frac{e^{-jkr_0}}{r_0} + \int_S \left[\psi(Q)\frac{\partial G(\rho)}{\partial n} - G(\rho)\frac{\partial \psi(Q)}{\partial n}\right] ds\,, \qquad (2)$$

где $G(\rho)$ – функция Грина, $\rho$ – расстояние между точками наблюдения $P$ и интегрирования $Q$ (см. рис. 1).

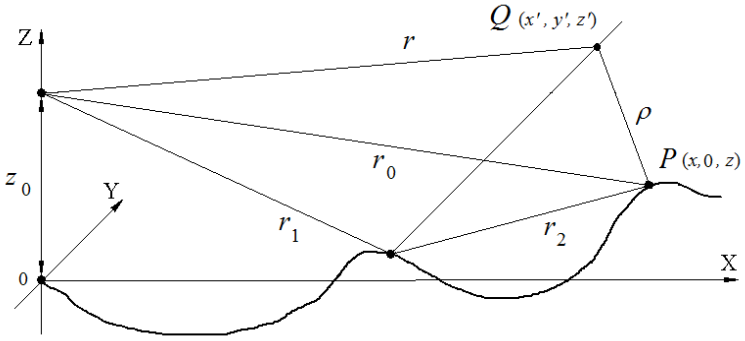



Рис.1. Геометрия задачи.

Дальнейший результат будет зависеть от выбора функции Грина $G(\rho)$. Е.Л. Фейнберг предложил выбирать ее так, чтобы ее производная по нормали на идеально проводящей плоской поверхности обращалась в ноль. В этом случае после несложных математических преобразований (2) получим ИУ относительно неизвестной функции множителя ослабления $V(x)$ на поверхности земли, пригодное для кусочно-однородных радиотрасс [6]:

$$V(x) = 1 - e^{-j\frac{\pi}{4}}\sqrt{\frac{kx}{2\pi}}\int_0^x \frac{e^{jk(r_1+r_2-r_0)}}{\sqrt{(x-x')x'}}\delta(x')V(x')dx'\,, \qquad (3)$$

где расстояния $r_1$, $r_2$ и $r_0$ показаны на рис.1, $x$, $x'$ – горизонтальные координаты точек $P$ и $Q$.

Представленные в [7] результаты решения ИУ (3) для модельных задач дифракции [9..12] показали, что данное уравнение не обеспечивает требуемой точности вычислений, поскольку оно было изначально получено Е.Л. Фейнбергом для плоской импедансной поверхности. Результаты расчетов можно улучшить, если в качестве $G(\rho)$ выбрать функцию Грина для свободного пространства, что приводит к ИУ Хаффорда [8]:

$$V(x) = 1 - \mathrm{e}^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{kx}{2\pi}} \int_0^x V(x') \frac{\mathrm{e}^{jk(r_1 + r_2 - r_0)}}{\sqrt{(x - x')x'}} \left[ \delta(x') + \frac{\partial r_2}{\partial n} \right] dx', \qquad (4)$$

где

$$\frac{\partial r_2}{\partial n} \cong \left. \frac{\partial z}{\partial x} \right|_{x = x'} - \frac{z - z'}{x - x'}.$$

Видно, что (4) отличается от (3) только наличием производной по нормали $\partial r_2 / \partial n$, для плоской импедансной поверхности эти уравнения совпадают.

### 3. Результаты расчетов

На рис.2 представлены результаты расчетов множителя ослабления на поверхности цилиндрического сегмента радиуса 6370 км, который примерно соответствует радиусу земли. Расчеты выполнялись для длины волны $\lambda = 150\ м$, относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 4$, электропроводность – $\sigma = 0{,}001\ См/м$, $\sigma = 0{,}01\ См/м$ и $\sigma = 0{,}1\ См/м$, шаг численного решения – $\Delta x = \lambda/3$. Для сравнения на том же рисунке представлены результаты расчетов по дифракционной формуле В.А. Фока для сферической модели земли при тех же исходных данных. Видно, что при $\sigma = 0{,}1\ См/м$ результаты численного и аналитического решений совпадают с графической точностью, наибольшие расхождения наблюдаются при $\sigma = 0{,}001\ См/м$. Для того, чтобы понять, как погрешность численного решения связана с величиной $\Delta x$, были выполнены расчеты множителя ослабления для $\lambda = 150\ м$, $\varepsilon = 4$, $\sigma = 0{,}001\ См/м$ и различных значений $\Delta x$, результаты представлены на рис.3. Видно, что с уменьшением $\Delta x$ значения множителя ослабления приближаются к аналитическому решению (пунктир на рис.4), уже при $\Delta x = \lambda/5$ погрешность не превышает 1 дБ (и это несмотря на то, что мы сравниваем решения двух различных задач дифракции на цилиндрическом и сферическом сегменте).

На рис.4 представлены результаты аналогичных расчетов при $\varepsilon = 4$, $\sigma = 0{,}001\ См/м$ для различных длин волн. Видно, что в данном случае аналитические и численные решения практически совпадают.

На рис.5 приведены результаты вычислений для двухслойной радиотрассы лед-море, полученные при $\lambda = 100\ м$ и следующих исходных данных: $\varepsilon_w = 80$, $\sigma_w = 3\ См/м$, $\varepsilon_i = 6$, $\sigma_i = 10^{-5}\ См/м$. Толщина льда изменяется в пределах от 2 м до 4 м, что соответствует типичным значениям для Северного Ледовитого океана. Видно, что на дальности несколько десятков километров над морской поверхностью, покрытой слоем льда, распространяется поверхностная волна, однако никакого практического смысла это не имеет: на расстоянии 100 км от источника радиотрасса «лед-море» при толщине льда 2 м проигрывает ~30 дБ однородной морской поверхности, с увеличением толщины льда этот проигрыш возрастает. При уменьшении длины волны

дифракционное ослабление будет еще более существенным по сравнению со случаем однородной морской поверхности. Отметим, что полученные результаты соответствуют аналитическому решению данной задачи [13].

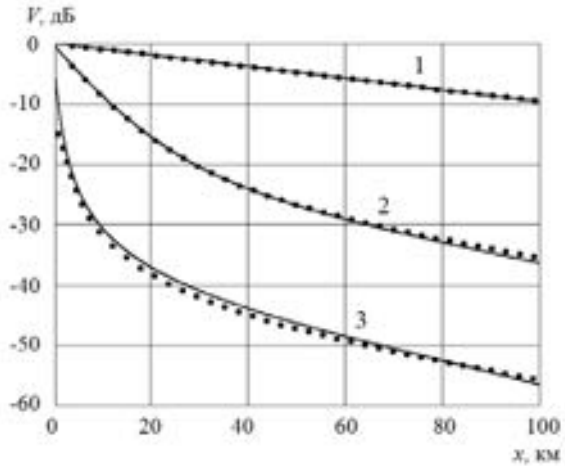



Рис.2. Множитель ослабления при различных $\sigma$. 1 – $\sigma = 0{,}1\ См/м$, 2 – $\sigma = 0{,}01\ См/м$, 3 – $\sigma = 0{,}001\ См/м$, Сплошная линия – решение ИУ, пунктир – расчеты по формуле В.А. Фока.

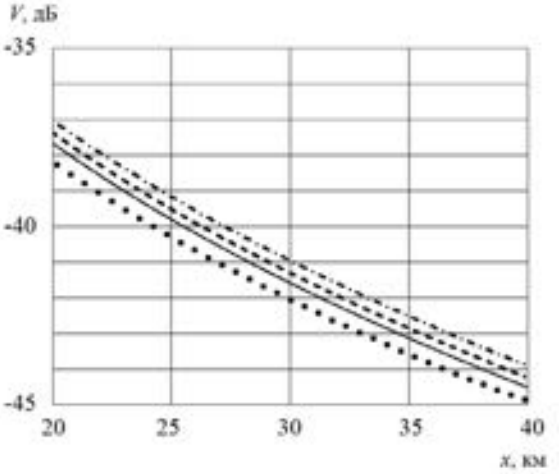



Рис.3. Множитель ослабления при различных $\Delta x$. Сплошная линия – $\Delta x = \lambda/10$, штриховая линия – $\Delta x = \lambda/5$, штрих-пунктир – $\Delta x = \lambda/3$, пунктир – расчеты по формуле В.А. Фока.

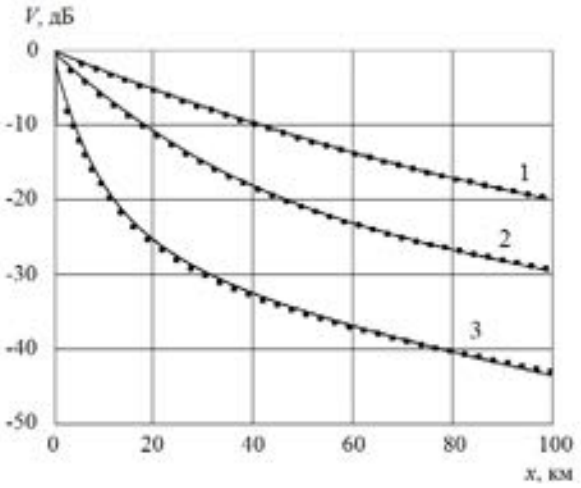



Рис.4. Множитель ослабления при различных длинах волн. 1 – $\lambda = 900\ м$, 2 – $\lambda = 600\ м$, 3 – $\lambda = 300\ м$. Сплошная линия – решение ИУ, пунктир – расчеты по формуле В.А. Фока.

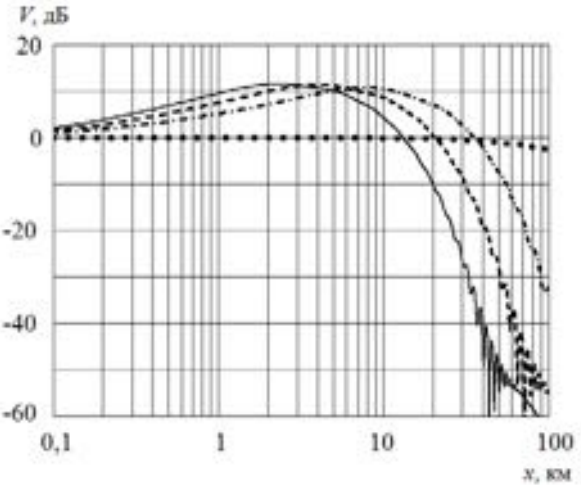
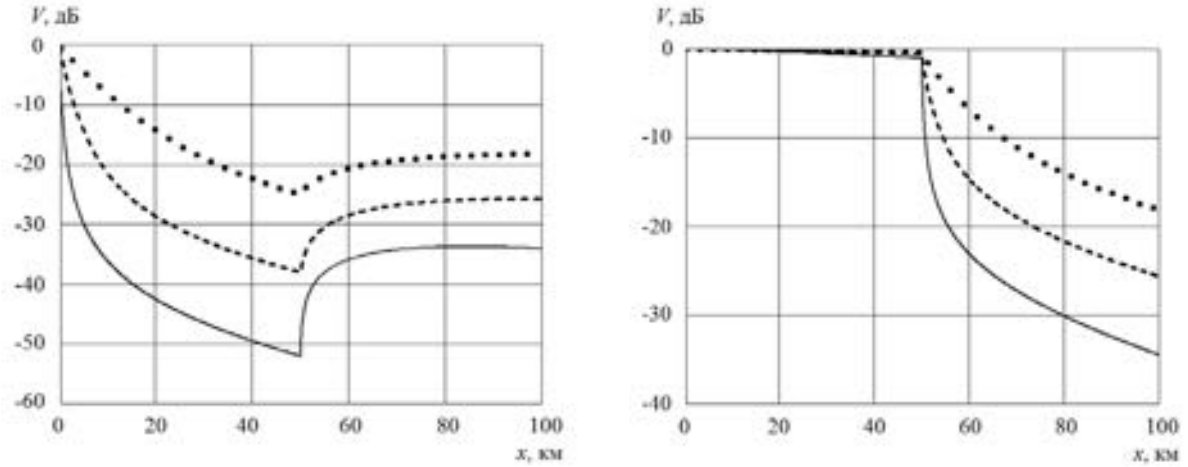



Рис.5. Множитель ослабления над морской поверхностью, покрытой слоем льда различной толщины. Сплошная линия – 4 м, штриховая – 3 м, штрих-пунктир – 2 м, пунктир – 0 м (отсутствие льда).

На рис.6 показаны результаты расчетов множителя ослабления над поверхностью «суша-море» и «море-суша» при разных длинах волн и следующих исходных данных: $\varepsilon_t = 4$, $\sigma_t = 0{,}001\ См/м$ (суша) и $\varepsilon_w = 80$, $\sigma_w = 4\ См/м$ (море). Граница между сушей и морем (рис.6.а), а также между морем и сушей (рис.6.б) выбрана на расстоянии 50 км

от источника. Видно, что при переходе через границу суша-море дифракционное ослабление уменьшается, т.е. напряженность поля возрастает (рис.6.а); если начальным участком является море, то на расстоянии 50 км от источника дифракционное ослабление очень мало, однако оно быстро увеличивается на сухопутном участке трассы (рис.6.б).

Далее рассмотрим задачу дифракции на цилиндрическом препятствии в виде гауссовой кривой (см. рис.7) с электрическими параметрами $\varepsilon = 10$ и $\sigma = 0{,}01\ См/м$. Дистанционные зависимости множителя ослабления, представленные на рис.8, соответствуют результатам, которые были получены в [14] при решении данной задачи.




а) б)

Рис.6. Множитель ослабления на трассе суша-море (а) и море-суша (б) при различных длинах волн. Сплошная линия – $\lambda = 100\ м$, штриховая – $\lambda = 250\ м$, пунктир – $\lambda = 500\ м$.

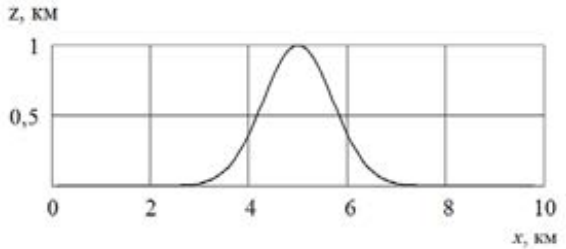



Рис.7. Геометрия задачи

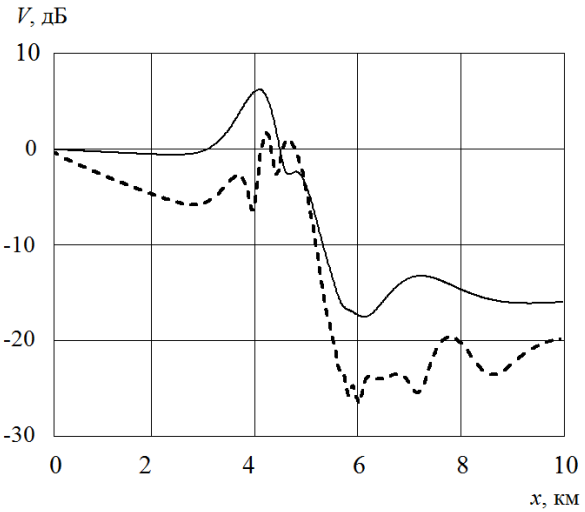



Рис.8. Множитель ослабления при различных длинах волн. Сплошная линия – $\lambda = 300\ м$, штрих-пунктир – $\lambda = 100\ м$.

## 4. Заключение

В работе представлены результаты численного решения ИУ Хаффорда [8] на импедансном цилиндрическом сегменте с однородными и неоднородными (по глубине и дальности) электрическими свойствами. Полученные результаты соответствуют известным аналитическим решениям [9…13] и свидетельствуют о том, что интегральное уравнение Хаффорда может использоваться для расчета множителя ослабления над земной поверхностью с различными электрическими свойствами и произвольной геометрией рельефа.

## Литература


1. Ахияров В.В. Методы численного решения задачи дифракции радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2010, Т. 15, № 3. – С. 39-46.
2. Ахияров В.В. Использование численных методов для изучения условий распространения радиоволн / Ахияров В.В., Чернавский С.В. // Радиотехника, 2011, № 10. – С. 100-110.
3. Akhiyarov V.V. Integral and parabolic equation solution for field prediction over the terrain // 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, 2012. – С. 1045-1046.
4. 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. 12.01.2020.
5. Ахияров В.В. Результаты решения скалярных задач излучения и дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы, 2014, Т. 19, № 2. – С. 12-18.
6. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Радио и связь, 1961. – 436 с.
7. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления над импедансным цилиндрическим сегментом методом интегрального уравнения // Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь, 2019. – С. 287-294.
8. Hufford G.A. An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface // Quarterly of applied mathematics, 1952, Vol. 9, No. 4. – Pp.391-404.
9. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, Т. 11, № 9. – С.28-32.
10. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 12. – С. 3-25.
11. Ахияров В.В. О распространении радиоволн вблизи земной поверхности // Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции Радиолокация навигация, связь, 2017. – С. 775-782.
12. Ахияров В.В. Асимптотическое решение задачи однократной и последовательной дифракции // Электромагнитные волны и электронные системы, 2013, Т. 18, № 7. – С. 4-11.
13. Ахияров В.В. Распространение радиоволн вблизи морской поверхности, покрытой слоем льда // Радиотехника, 2019, Т. 83, № 9(13). – С.63-71.
14. Ott R.H. RING: An integral equation algorithm for HF-VHF radio wave propagation over irregular, inhomogeneous terrain // Radio Science. 1992. V.27. No. 6. – Pp. 867-882.


## References


1. Akhiyarov V.V. Numerical solution of a radiowaves diffraction problem over irregular terrain // Electromagnetic waves and electronic systems, 2010, Vol. 15, No. 3. – Pp. 39-46.
2. Akhiyarov V.V. Usage of Numerical Methods for the Radio Waves Propagation Studying / Akhiyarov V.V., Chernavskiy S.V. // Radioengineering, 2011, No. 10. – Pp. 100-110.

3. Akhiyarov V.V. Integral and parabolic equation solution for field prediction over the terrain // 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, 2012. – Pp. 1045-1046.
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, 12.01.2020.
5. Akhiyarov V.V. The results of radiation and scalar diffraction problems solution using parabolic equation technique // Electromagnetic waves and electronic systems, 2014, Vol. 19, No. 2. – Pp. 12-18.
6. Feinberg E.L. The propagation of radio waves along the Earth's surface. 2nd ed. M.: Nauka. Fizmatlit. 1999. - 496 p.
7. Akhiyarov V.V. Attenuation factor calculation above impedance cylindrical segment using integral equation technique // XXV International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2019. – Pp.287-294.
8. Hufford G.A. An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface // Quarterly of applied mathematics, 1952, Vol. 9, No. 4. – Pp.391-404.
9. Akhiyarov V.V. Diffraction of the VHF and UHF radiowaves above the earth's surface // Electromagnetic waves and electronic systems, 2006, Vol. 11, No. 9. – Pp. 28-32.
10. Akhiyarov V.V. The Radio Waves Propagation and Scattering // Achievements of modern radioelectronics, 2008, No 12. – Pp. 3-25.
11. Akhiyarov V.V. Radio wave propagation near the earth's surface // XXIII International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2017. – Pp. 775-782.
12. Akhiyarov V.V. The asymptotic solution of the single and multiple diffraction problems // Electromagnetic waves and electronic systems, 2013, Vol. 18, No. 7. - Pp. 4-11.
13. Akhiyarov V.V. Ground wave propagation near sea-ice surface // Radioengineering, 2019, Vol. 83, No. 9(13). – Pp. 63-70.
14. Ott R.H. RING: An integral equation algorithm for HF-VHF radio wave propagation over irregular, inhomogeneous terrain // Radio Science. 1992. V.27. No. 6. – Pp. 867-882.

# СИНТЕЗ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА С ПЛОСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА КВАЗИКОНФОРМНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

А. В. Лазарев[1], А. Ю. Киселев[1], Г. К. Усков[1], А. М. Бобрешов[1]

[1]Воронежский Государственный Университет, Воронеж, Россия

**Аннотация.** В данной работе предложен вариант преобразования линзы Люнеберга из сферической формы в форму полусферы с использованием метода квазиконформных оптических преобразований. Данная форма облегчает построение сканирующей антенной системы на основании модифицированной линзы. Получена формула для распределения диэлектрической проницаемости линзы Люнеберга с плоской поверхностью.

**Ключевые слова:** линза Люнеберга; линзовые антенны.

# SYNTHESIS OF A LUNEBURG LENS WITH A FLAT SURFACE USING THE METHOD OF QUASI-CONFORMAL TRANSFORMATION OPTICS

A. V. Lazarev[1], A. Yu. Kiselev[1], G. K. Uskov, A. M. Bobreshov[1]

[1]Voronezh State University, Voronezh, Russia

**Abstract.** In this paper, we propose a variant of converting a Luneburg lens from a spherical shape to a hemisphere shape using the method of quasi-conformal transformation optics. This form facilitates the construction of a scanning antenna system based on a modified lens. The formula for the distribution of the dielectric constant of a Luneburg lens with a flat surface is obtained.

**Keywords:** Luneburg lens; a lens antenna, QCTO.

## 1. Введение

Одной из важных задач современной радиотехники является построение сканирующих антенных систем. Подобную систему можно построить на основе линзы Люнеберга и массива приемо-передающих модулей, расположенных вдоль корпуса линзы.

Линзой Люнеберга называют в общем случае диэлектрическую структуру, которая преобразует сферический расходящийся пучок лучей, выходящий из одного ее фокуса, в сферический сходящийся пучок лучей с центром в другой точке [1]. Наиболее известен частный случай линзы Люнеберга, который описывается распределением диэлектрической проницаемости [2]:

$$\varepsilon(r) = \left(n(r)\right)^2 = 2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2, \qquad (1)$$

где $R$ – радиус линзы.

При прохождении через подобную линзу сферический волновой фронт точечного источника, расположенного в фокусе линзы, трансформируется в плоский, что позволяет добиться узконаправленной диаграммы направленности.

Однако система, построенная на основании сферической линзы Люнеберга, будет достаточно сложной в изготовлении за счет того, что излучатели будут расположены не в одной плоскости.

Решить проблему сложности изготовления подобной системы можно, преобразовав линзу Люнеберга таким образом, чтобы одна из ее поверхностей стала плоской, а общие же свойства линзы при этом сохранились. Осуществить подобную операцию удобнее всего при помощи метода квазиконформных оптических преобразований.

## 2. Метод квазиконформных оптических преобразований

Существует множество методов, позволяющих синтезировать диэлектрические структуры, формирующие диаграмму направленности антенны. Например, простейшие линзы из однородного диэлектрика можно синтезировать элементарными методами геометрической оптики. Более сложные диэлектрические структуры с переменной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = \varepsilon(x, y, z)$ требуют новых методов расчета.

Одним из подобных методов является метод *квазиконформных оптических преобразований* [3]. Главным достоинством данного метода является его универсальность.

Суть метода состоит в преобразовании из так называемого *виртуального* пространства в *реальное*. Причем преобразование это должно быть поободрано таким образом, чтобы волновой фронт в апертуре антенны в реальном пространстве соответствовал необходимым нам условиям.

Однако, диэлектрическая проницаемость новой структуры, полученной в результате преобразований, требует пересчета.

Пусть задано преобразование

$$\begin{cases} x = x'(x) \\ y = y'(y) \end{cases}. \tag{2}$$

Тогда, согласно [4] свойства среды в реальном пространстве будут рассчитываться как

$$\varepsilon^{i'j'} = \varepsilon^{i,j} \Lambda_i^{i'} \Lambda_j^{j'} \det\left(\Lambda_i^{i'}\right)^{-1}, \tag{3}$$

$$\mu^{i'j'} = \mu^{i,j} \Lambda_i^{i'} \Lambda_j^{j'} \det\left(\Lambda_i^{i'}\right)^{-1}, \tag{4}$$

где $\Lambda_i^{i'}$ - оператор преобразования. Если основания, обозначенные индексами $i$ и $i'$, являются координатным базисом, оператор преобразования будет выглядеть как:

$$\Lambda_i^{i'} = \frac{\partial x_{i'}'}{\partial x_i} \tag{5}$$

для функции преобразования координат:

$$x_i' = x_i'(x_i). \tag{6}$$

Таким образом, мы можем трансформировать исходную диэлектрическую структуру в новую при помощи произвольных преобразований координат (2). Однако согласно (3, 4), диэлектрическая и магнитная проницаемость материала

преобразованной линзы может стать анизотропной. При этом физическая реализация материалов с анизотропной диэлектрической проницаемостью на настоящий момент является достаточно сложной задачей.

Решить данную проблему помогает методика квазиконформного преобразования - (*QCTO*), которая для некоторых преобразований может позволить синтезировать линзу со свойствами, идентичными стандартным преобразованиям, которая при этом может быть изготовлена из изотропных материалов.

Суть методики состоит во введении в изначальные преобразование свободных параметров и их оптимизации. Целевой функцией для минимизации в таком случае является [5]:

$$\mathbf{K}(x,y) = \frac{1}{2}\left(K + \frac{1}{K}\right) = \frac{tr(\Lambda^T\Lambda)}{2|\Lambda|} \geq 1, \quad (7)$$

где $K = \sqrt{\frac{\lambda_1}{\lambda_2}} \geq 1$, $\lambda_1(x,y) \geq \lambda_2(x,y)$ – собственные числа матрицы $\Lambda\Lambda^T$.

В предположении, что преобразование является квазиконформным, изотропный показатель преломления для полученной среды может быть аппроксимирован по следующей формуле:

$$n' = n \cdot tr\left(\frac{\Lambda^T\Lambda}{2|\Lambda|}\right). \quad (8)$$

### 3. Линза Люнеберга с плоской поверхностью

Получим линзу Люнеберга с плоской поверхностью. Подобная линза должна сохранять свойства оригинальной линзы Люнеберга, но при этом иметь плоскую поверхность, вдоль которой достаточно легко разместить массив излучателей.

Воспользуемся идеями изложенного выше метода квазиконформных оптических преобразований (QCTO) для того, чтобы получить линзу Люнеберга с плоской поверхностью.

Преобразования, позволяющее получить линзу необходимой формы из классической линзы Люнеберга можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} x' = \frac{1}{2}\left(x + \sqrt{1-y^2}\right) \\ y' = y \\ z' = z \end{cases}, \quad (9)$$

где, $x, y, z$ – координаты в виртуальном пространстве, $x', y', z'$ – координаты в реальном пространстве.

Согласно (3) диэлектрическая проницаемость в преобразованной линзе будет выглядеть как:

$$\hat{\varepsilon}' = \varepsilon \begin{pmatrix} 2\left(\frac{1}{4} + \frac{y^2}{4(1-y^2)}\right) & -\frac{y}{\sqrt{1-y^2}} & 0 \\ -\frac{y}{\sqrt{1-y^2}} & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Для реализации линзы с использованием метаматериалов полезно диагонализировать ε^'. Используя стандартные методы, найдем:

$$\hat{\varepsilon}'' = \begin{pmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & \alpha \end{pmatrix}, \tag{11}$$

где $\alpha = \frac{-5\sqrt{1-y^2}+4y^2\sqrt{1-y^2}-\sqrt{9-17y^2+8y^4}}{8\sqrt{1-y^2}(-1+y^2)}$.

Используя идеи изложенного выше метода квазиконформных оптических преобразований (QCTO), можно получить распределение диэлектрической проницаемости для линзы Люнеберга с плоской поверхностью:

$$\epsilon = \begin{cases} \epsilon_L \cdot \frac{\cos^2\phi}{\cos^2\phi_M}, \phi \le \phi_M \\ \epsilon_L \qquad\qquad , \phi > \phi_M \end{cases}. \tag{12}$$

Полученное распределение диэлектрической проницаемости $\hat{\varepsilon}''$ позволяет построить линзу Люнеберга с плоской поверхностью, однако требует при этом анизотропии диэлектрической проницаемости. Создание материалов с подобным распределением $\hat{\varepsilon}''$ представляет собой довольно сложную задачу. Поэтому попробуем найти изотропное решение для распределения диэлектрической проницаемости в линзе Люнеберга с плоской поверхностью.

Наложим на систему ограничение. Пусть используется такой излучатель, что на линзу падает TEM волна, тогда, следуя принципам квазиконформных преобразований, решение можно искать в виде:

$$\varepsilon_r' = \frac{\varepsilon_r}{\det(A)}. \tag{13}$$

Следовательно, исходя из (3.1) и (3.5):

$$\varepsilon_r' = 2 - \frac{\left(2x' - \sqrt{R^2 - y'^2}\right)^2 + y'^2}{R^2} \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^{-1} = 4 - \frac{2\left(\left(2x' - \sqrt{R^2 - y'^2}\right)^2 + y'^2\right)}{R^2}. \tag{14}$$

Линзу с распределением диэлектрической проницаемости $\varepsilon_r'$ можно построить из изотропных материалов.

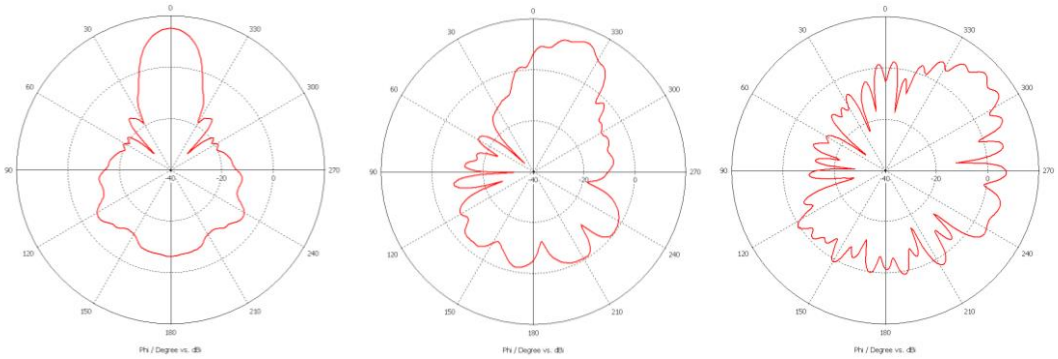
## 4. Результаты моделирования

Построим модель изотропного решения для линзы Люнеберга с плоской поверхностью. Радиус R линзы зададим равным 60 мм, в качестве облучающего элемента будем использовать открытый конец волновода.

Перемещая излучатель по вертикали, можно осуществлять сканирование, изменяя направление излучения антенны.

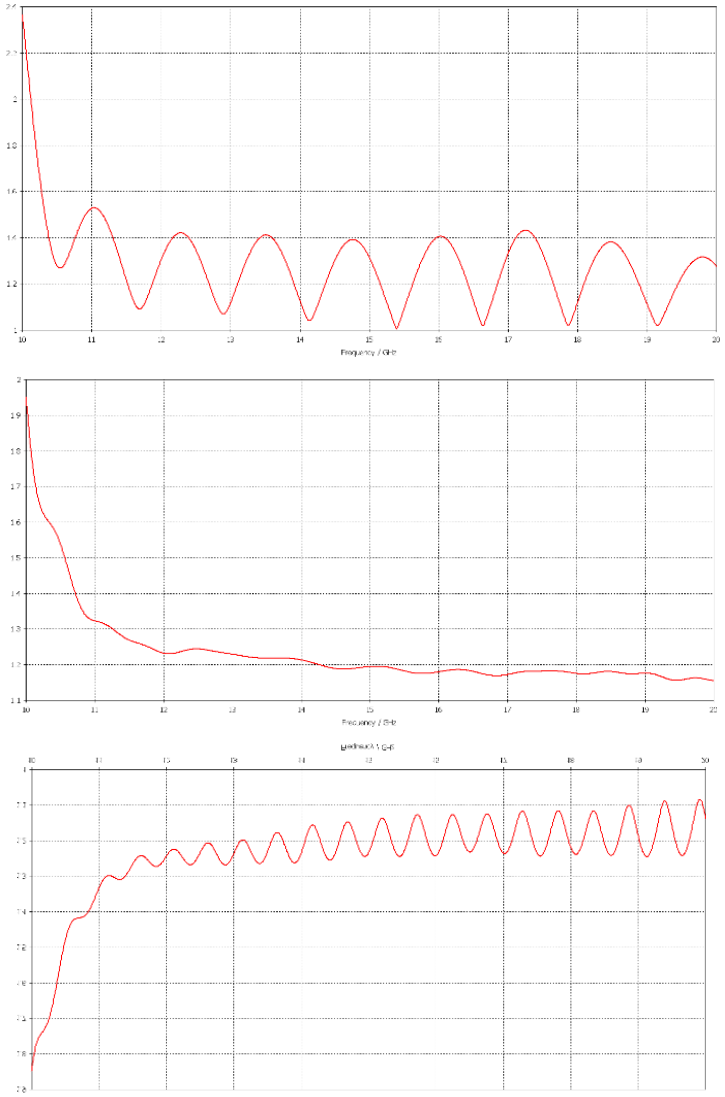
Диаграммы направленности для линзовой антенны на основе плоской линзы Люнеберга, представлены на рисунке 1.

Коэффициенты стоячей волны по напряжению для линзовой антенны на основе плоской линзы Люнеберга представлены на рисунке 2.



а) б) в)

Рис. 1. ДН для линзовой антенны на основе плоской линзы Люнеберга. а) - смещение излучателя относительно центра линзы *d*=0 *мм*, частота 15 ГГц, б) - смещение излучателя относительно центра линзы *d*=15 *мм*, частота 15 ГГц, в) - смещение излучателя относительно центра линзы *d*=30 *мм*, частота 15 ГГц.



а)

б)

в)

Рис. 2. Коэффициент стоячей волны по напряжению для линзовой антенны на основе плоской линзы Люнеберга. а) - смещение излучателя относительно центра линзы *d*=0 *мм*, частота 15 ГГц, б) - смещение излучателя относительно центра линзы *d*=15 *мм*, частота 15 ГГц, в) - смещение излучателя относительно центра линзы *d*=30 *мм*, частота 15 ГГц.

## 5. Заключение

В ходе работы была синтезирована линза Люнеберга с плоской поверхностью. ПО сравнению с классической линзой Люнеберга она имеет ряд преимуществ:

a. Вдвое меньшие геометрические размеры.
b. Возможность легкого построения сканирующей системы путем размещения массива приемо-передающих элементов вдоль плоской стороны линзы.

Однако у подобной конфигурации присутствуют и свои недостатки. Одной из самых явных проблем является значительное увеличение уровня боковых лепестков при размещении приемо-передающего элемента на границе плоской стороны линзы. При этом, чем менее направленная диаграмма направленности у приемо-передающего элемента, тем выше уровень боковых лепестков. Решение данной проблемы станет целью будущих исследований.

## 6. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2020-2022 годы, проект № FZGU-2020-0036/

## Литература

1. Зелкин Е.Г., Петрова Р.А. Линзовые антенны. М.: Советское радио, 1974. — 280 с.
2. Luneburg R. K., Herzberger M. Mathematical theory of optics. – Univ of California Press, 1964.
3. L. V. Ahlfors. Lectures on quasiconformal mappings (American Mathematical Society, 1966).
4. J. Li and J. B. Pendry, “Hiding under the carpet: a new strategy for cloaking,” Phys. Rev. Lett. 101 (20), 203901 (2008).
5. Junqueira M. A. F. C., Gabrielli L. H., Spadoti D. H. Anisotropy minimization via least squares method for transformation optics //Optics express. – 2014. – Т. 22. – №. 15. – С. 18490-18498.

## References

1. Zelkin E. G., Petrov R. A. of a Lens antenna. Moscow: Soviet radio, 1974. - 280 p.
2. Luneburg R. K., Herzberger M. Mathematical theory of optics. – Univ of California Press, 1964.
3. L. V. Ahlfors. Lectures on quasiconformal mappings (American Mathematical Society, 1966).
4. J. Li and J. B. Pendry, “Hiding under the carpet: a new strategy for cloaking,” Phys. Rev. Lett. 101 (20), 203901 (2008).
5. Junqueira M. A. F. C., Gabrielli L. H., Spadoti D. H. Anisotropy minimization via least squares method for transformation optics //Optics express. – 2014. – Т. 22. – №. 15. – С. 18490-18498.

# СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННЫ БОЛЬШОГО ТОКА

А. А. Волков[1]

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

**Аннотация.** Получено выражение для оценки спектра напряженности электрического поля антенны большого тока в дальней зоне. Проведены расчеты амплитудно-частотного спектра поля антенны при ее возбуждении гауссовыми импульсами разной длительности.

**Ключевые слова:** антенна большого тока, напряженность электрического поля, частотный спектр.

# SPECTRAL CHARACTERISTICS OF THE RADIATION FIELD OF A LARGE CURRENT ANTENNA

A. A. Volkov[1]

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

**Abstract.** An expression is obtained for estimating the spectrum of the electric field strength of a large current antenna in the far zone. The amplitude-frequency spectrum of the antenna field was calculated upon its excitation by Gaussian pulses of different durations.

**Keywords:** large current antenna, electric field strength, frequency spectrum.

## 1. Введение

В настоящее время большое внимание уделяется вопросам излучения мощных импульсных электромагнитных полей (ЭМП), что обусловлено необходимостью решения ряда задач прикладного характера, к которым, в частности, относятся задачи радиоэлектронного подавления в широкой полосе частот и электромагнитного поражения радиоэлектронных средств. В качестве излучателей ЭМП при решении указанных задач могут найти применение антенны большого тока [1]. Отличительной особенностью этих антенн является возможность создания в излучающих элементах токов, сравнимых с токами короткого замыкания, что в свою очередь может позволить получить значительные напряженности излучаемого поля.

Для оценки качества функционирования радиоэлектронного средства (РЭС), находящегося в условиях воздействия широкополосных ЭМП, необходимо знать форму и ширину спектра напряженности электрического поля, формируемого системой «генератор-антенна», в точке расположения этого РЭС. Как правило, подавляемые РЭС находятся в дальней зоне излучения.

В печати имеется ряд работ, в которых рассмотрены основы теории излучения антенн большого тока [1,2] и приведены некоторые результаты их экспериментальных исследований [3]. Спектральные характеристики излучаемого ЭМП в этих работах не оценивались. Поэтому целью настоящей статьи является оценка частотного спектра напряженности электрического поля антенны большого тока в дальней зоне излучения.

## 2. Основная часть

Для удобства моделирования выбрана проволочная антенна в виде рамки с симметричным питанием. Одна из сторон рамки является излучающим вибратором. Питание рамки подводится к средней точке стороны, противоположной вибратору. Схема антенны и система координат, связанная с серединой вибратора, показана на рисунке 1, где обозначено: x, y, z – оси декартовой системы координат; $r$, $\theta$, $\varphi$ – сферические координаты точки наблюдения; $L$ – длина вибратора; $\dot{U}_{\text{г}}(\omega)$ – спектр ЭДС генератора; $\omega$ – круговая частота; $Z_{\text{г}}$ – внутреннее сопротивление генератора.

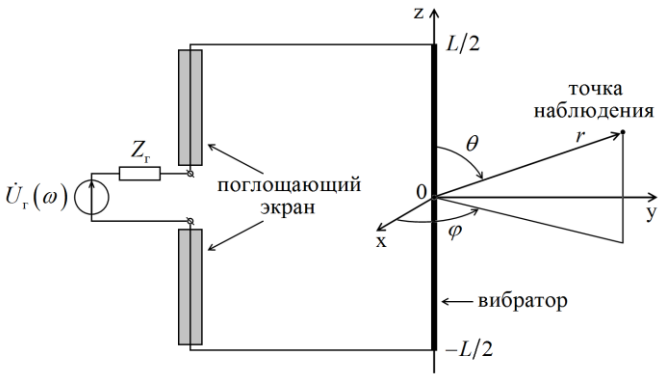



Рис. 1. Схема антенны большого тока

При решении задачи приняты следующие допущения:

– антенна находится в свободном пространстве;

– все элементы антенны имеют малую толщину по сравнению с её длиной и пространственной протяженностью импульса возбуждающего тока;

– потери в антенне отсутствуют;

– электромагнитное взаимодействие между элементами антенны отсутствует;

– волновое сопротивление и скорость распространения ЭМП в антенне постоянны;

– поглощающий экран полностью подавляет излучение в пространство;

– антенна возбуждается генератором напряжения с активным внутренним сопротивлением.

Вибратор антенны большого тока можно представить в виде непрерывной последовательности элементарных излучателей [4]. На рисунке 2 показана схема для расчета поля антенны большого тока, где обозначено: $dz$ – длина элементарного излучателя, находящегося на расстоянии $z$ от середины вибратора; $r_z$ – расстояние от элементарного излучателя до точки наблюдения; $\theta_z$ – зенитный угол точки наблюдения относительно элементарного излучателя.

Спектр вектора напряженности электрического поля элементарного излучателя, находящегося на расстоянии $z$ от начала координат, в дальней зоне определяется на основе точного решения для диполя [5]:

$$d\dot{\mathbf{E}} = \frac{j\omega \sin\theta_z \mathbf{e}_{\theta z}}{4\pi\varepsilon_0 r_z c^2} \dot{I}\left(z,\omega\right) \mathrm{e}^{-j\omega\frac{r_z}{c}} dz, \qquad (1)$$

где $c$ – скорость распространения ЭМП; $\dot{I}\left(z,\omega\right)$ – спектр распределения тока в вибраторе; $\varepsilon_0$ – диэлектрическая постоянная; $\mathbf{e}_{\theta z}$ – орт зенитного угла $\theta_z$.

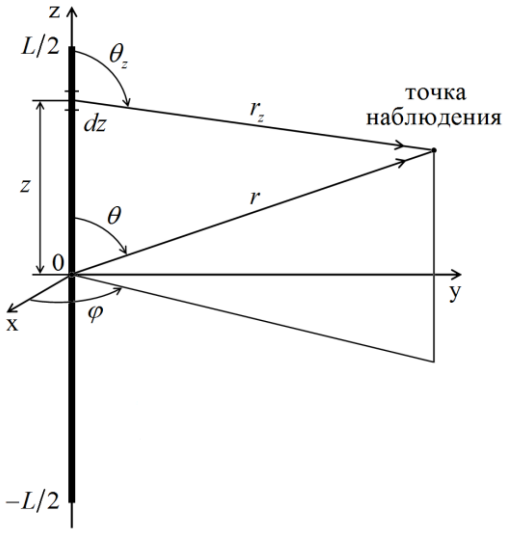



Рис. 2. К расчету спектра напряженности поля антенны большого тока

Из геометрического построения на рисунке 2 следует, что в дальней зоне ($r \gg L, z$) справедливы приближения:

$$r_z \simeq r - z\cos\theta,\ \sin\theta_z \simeq \sin\theta,\ 1/r_z \simeq 1/r,\ \mathbf{e}_{\theta z} \simeq \mathbf{e}_\theta, \qquad (2)$$

где $\mathbf{e}_\theta$ – орт зенитного угла $\theta$.

Согласно принципу суперпозиции [5] спектр поля вибратора $\dot{\mathbf{E}}$ представляет собой сумму спектров полей (1), создаваемых всеми элементарными излучателями. С учетом (2) эта сумма равна:

$$\dot{\mathbf{E}} = \dot{E}\left(r,\theta,\omega\right)\mathbf{e}_\theta \qquad (3)$$

где $\dot{E}\left(r,\theta,\omega\right)$ – проекция вектора $\dot{\mathbf{E}}$ на орт $\mathbf{e}_\theta$:

$$\dot{E}\left(r,\theta,\omega\right) = \frac{j\omega\sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 r c^2} \mathrm{e}^{-j\omega\frac{r}{c}} \int_{-L/2}^{L/2} \dot{I}\left(z,\omega\right) \mathrm{e}^{j\omega\frac{z}{c}\cos\theta} dz \qquad (4)$$

В выбранной системе отсчета вектор $\dot{\mathbf{E}}$ имеет только меридиональную составляющую и не зависит от азимута $\varphi$.

В условиях принятых допущений рамку с током можно рассматривать как замкнутую однопроводную линию передачи. Схема такой линии показана на рисунке 3, где обозначено: $\Delta\dot{U}\left(\omega\right)$ – спектр разности потенциалов между точками подключения антенны к генератору; $D$ – периметр рамки. Величина $z$ определяет координату элемента однопроводной линии по периметру рамки относительно средней точки

вибратора, включая неизлучающие элементы. Выбор такой системы отсчета линии обусловлен удобством ее совмещения с системой отсчета вибратора.

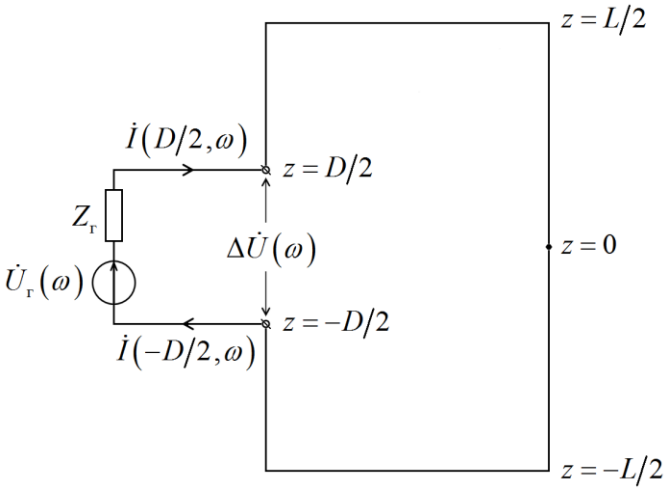



Рис. 3. Представление рамки с током в виде замкнутой однопроводной линии

Распределение тока вдоль однопроводной линии передачи, элементы которой слабо взаимодействуют друг с другом, можно приближенно оценить на основе решения телеграфных уравнений [6]:

$$\begin{cases} -\dfrac{\partial\dot{U}(z,\omega)}{\partial z} = \dfrac{j\omega Z_в(\omega)}{c}\dot{I}(z,\omega), \\ -\dfrac{\partial\dot{I}(z,\omega)}{\partial z} = \dfrac{j\omega}{cZ_в(\omega)}\dot{U}(z,\omega), \end{cases} \tag{5}$$

где $\dot{I}(z,\omega)$ и $\dot{U}(z,\omega)$ – спектры распределений тока и напряжения в линии; $Z_в(\omega)$ – волновое сопротивление антенны. Величину $Z_в(\omega)$ для однопроводной линии передачи можно оценить по формуле [6]:

$$Z_в(\omega) = 60\left(\ln\frac{2c}{\omega a} - \gamma + \mathrm{Ci}\left(\frac{\omega D}{c}\right) - \frac{\sin(\omega D/c)}{\omega D/c}\right), \tag{6}$$

где $a$ – диаметр провода; $\mathrm{Ci}(x)$ – интегральный косинус переменной $x$ [7]; $\gamma$ – постоянная Эйлера [7].

Функции $\dot{I}(z,\omega)$ и $\dot{U}(z,\omega)$ из системы уравнений (5) должны удовлетворять граничным условиям, которые определяются схемой включения линии (рисунок 3). Применяя законы Кирхгофа [8] к контуру, состоящему из генератора и нагрузки в виде антенны, граничные условия можно представить в виде:

$$\begin{cases} \dot{I}(D/2,\omega) = \dot{I}(-D/2,\omega), \\ \dot{U}_г(\omega) = Z_г\dot{I}(D/2,\omega) + \dot{U}(D/2,\omega) - \dot{U}(-D/2,\omega), \end{cases} \tag{7}$$

где учтено, что спектр разности потенциалов между точками подключения антенны равен $\Delta\dot{U}(\omega)=\dot{U}(D/2,\omega)-\dot{U}(-D/2,\omega)$.

Решение системы уравнений (5) с граничными условиями (7) относительно спектра распределения тока дает:

$$\dot{I}(z,\omega)=\frac{2\dot{U}_{\text{г}}(\omega)\cos(\omega z/c)}{\left(Z_{\text{г}}+2Z_{\text{w}}(\omega)\right)\text{e}^{-j\omega\frac{D}{2c}}+\left(Z_{\text{г}}-2Z_{\text{w}}(\omega)\right)\text{e}^{j\omega\frac{D}{2c}}}. \qquad (8)$$

Подстановка (8) в (4) и вычисление интеграла приводят к формуле:

$$\dot{E}(r,\theta,\omega)=\frac{\dot{U}_{\text{г}}(\omega)\text{e}^{-j\omega\frac{r}{c}}}{r}\dot{K}(\theta,\omega), \qquad (9)$$

где $\dot{K}(\theta,\omega)$ – безразмерная комплексная передаточная функция антенны:

$$\dot{K}(\theta,\omega)=\frac{j\sin\theta}{\pi\varepsilon_0 c}\frac{\left(\frac{\sin\left((1+\cos\theta)\omega L/(2c)\right)}{(1+\cos\theta)}+\frac{\sin\left((1-\cos\theta)\omega L/(2c)\right)}{(1-\cos\theta)}\right)}{\left(\left(Z_{\text{г}}+2Z_{\text{w}}(\omega)\right)\text{e}^{-j\omega\frac{D}{2c}}+\left(Z_{\text{г}}-2Z_{\text{w}}(\omega)\right)\text{e}^{j\omega\frac{D}{2c}}\right)}. \qquad (10)$$

С использованием выражений (9) и (10) проведены расчеты амплитудно-частотного спектра напряженности электрического поля антенны большого тока с параметрами $D=2,7$ м, $L=0,9$ м, $a=1$ мм, возбуждаемой гауссовыми импульсами с амплитудой $U_{\text{г}0}=1$ кВ и длительностью $\tau_{\text{и}}$ по уровню $0,011U_{\text{г}0}$. Внутреннее сопротивление генератора принято равным $Z_{\text{г}}=50$ Ом. На рисунках 4, 5 и 6 показаны графики зависимостей амплитудно-частотного спектра от линейной частоты $f=\omega/2\pi$ при длительностях возбуждающих импульсов, соответственно, 1, 3 и 9 нс.

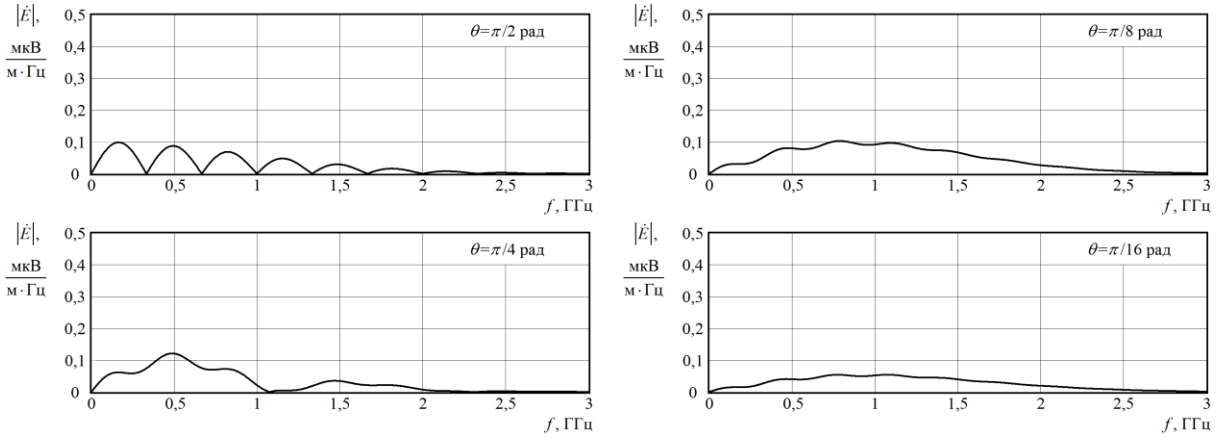



Рис. 4. Амплитудно-частотные спектры напряжённости электрического поля антенны большого тока при $\tau_{\text{и}}=1$ нс

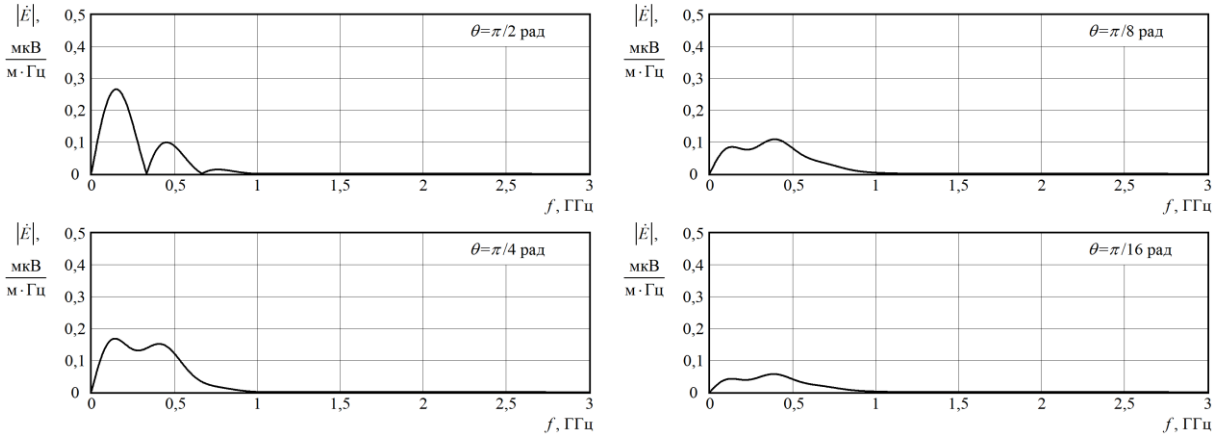



Рис. 5. Амплитудно-частотные спектры напряжённости электрического поля антенны большого тока при $\tau_и = 3$ нс

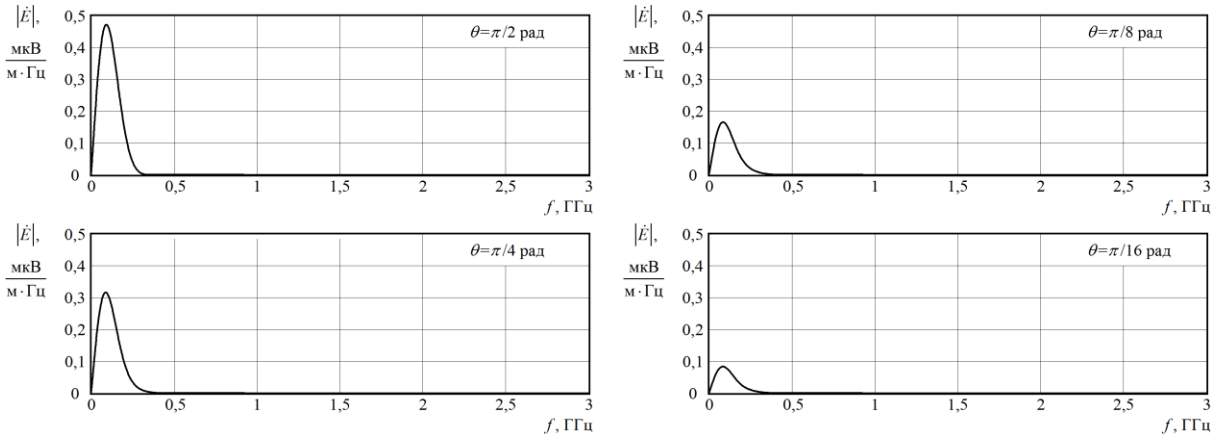



Рис. 6. Амплитудно-частотные спектры напряжённости электрического поля антенны большого тока при $\tau_и = 9$ нс

Из представленных графиков следует, что форма спектра напряженности поля зависит от направления на точку наблюдения. Во всех рассматриваемых случаях наблюдается срез низких частот. Наименьший срез происходит в направлении $\theta = \pi/2$ рад. При возбуждении антенны импульсами, пространственная протяженность которых не превосходит длину излучающего вибратора, положение максимума спектра поля тоже зависит от направления на точку наблюдения. Чем ближе направление излучения к оси вибратора, тем сильнее положение максимума смещается в высокочастотную область. Для импульсов с пространственной протяженностью, превосходящей длину вибратора, положение максимума спектра поля не зависит от направления излучения.

## 3. Заключение

Таким образом, на основе принципа суперпозиции и теории линии передачи получено выражение для оценки частотного спектра напряженности электрического поля антенны большого тока в дальней зоне. Проведен расчет спектра поля антенны,

излучаемого в разных направлениях, при ее возбуждении гауссовыми видеоимпульсами. Показана зависимость спектра напряженности электрического поля антенны большого тока от длительности возбуждающего импульса и направления излучения. Полученные результаты могут быть использованы при оптимизации геометрических размеров антенны, а также при выборе параметров возбуждающего генератора.

## Литература


1. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
2. Harmuth H. F., Ding-Rong Sh. Antennas for Nonsinusoidal Waves. Part I-Radiators // IEEE Trans, on EMC. Vol. EMC-25. Febr. 1983. No. 1. – Pp. 13–24.
3. Pochanin G. P., Masalov S. A. Large Current Radiators. Problems and Progress // Electromagnetic Phenomena. Vol. 7. No 1 (18). 2007. – Pp. 47–75.
4. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1957. 700 с.
5. Дж. Джексон. Классическая электродинамика. М.: Мир, 1965. – 702 с.
6. Щелкунов С. А., Фриис Г. Т. Антенны (Теория и практика). М.: Советское радио, 1955. – 604 с.
7. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979. – 832 с.
8. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир, 1964. – 775 с.


## References


1. Harmut H. F. Non-sinusoidal waves in radiolocation and radio communications. Moscow: Radio and communication, 1985. – 376 p.
2. Harmuth H. F., Ding-Rong Sh. Antennas for Nonsinusoidal Waves. Part I-Radiators // IEEE Trans, on EMC, Vol. EMC-25, Febr. 1983, No. 1. – Pp. 13–24.
3. Pochanin G. P., Masalov S. A. Large Current Radiators. Problems and Progress // Electromagnetic Phenomena, Vol. 7, No 1 (18). 2007. – Pp. 47–75.
4. Eisenberg G. Z. Antennas of ultrashort waves. Moscow: State Publishing House of Literature on Communications and Radio, 1957. – 700 p.
5. Jackson J. Classical Electrodynamics. Moscow: Mir, 1965. – 702 p.
6. Schelkunov S.A., Fries G.T. Antennas (Theory and Practice). Moscow: Soviet radio, 1955. – 604 p.
7. Handbook of special functions with formulas, graphs and mathematical tables / Ed. by M. Abramovits and I. Stigan. M .: Nauka, 1979.– 832 p.
8. Shimoni K. Theoretical Electrical Engineering. Moscow: Mir, 1964. – 775 p.

# СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА МОДЕЛЯХ ВЕТВЕЙ ДЕРЕВЬЕВ

А. А. Афонин, В. А. Тимофеев

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова (ЯрГУ им. П. Г. Демидова), Ярославль, Россия

**Аннотация.** Представлены результаты численного моделирования рассеяния электромагнитных волн на моделях ветвей деревьев, выполненных методом дискретных источников и на основе рекомендации МСЭ-R P.833-9. Проведено сравнение угловых зависимостей поляризационных составляющих для различных поляризаций и углов падения излучения, соотношений геометрических размеров рассеивателей и длины волны падающего излучения.

**Ключевые слова:** рассеяние радиоволн, растительность, однородный усечённый конус с закруглёнными основаниями, метод дискретных источников, рекомендация МСЭ-R P.833-9.

# COMPARATIVE ANALYSIS OF THE RADIO WAVE SCATTERING CHARACTERISTICS BY MODELS OF TREE BRANCHES

A. A. Afonin, V. A. Timofeev

P. G. Demidov Yaroslavl State University (YSU), Yaroslavl, Russia

**Abstract.** A numerical simulation of the electromagnetic wave scattering by models of tree branches using has been carried out. The calculation results have been executed by the method of discrete sources and according to recommendation ITU-R P.833-9. The angular dependences of the polarization components for different polarizations and angles of incidence of the radiation, the ratios of the geometric dimensions of the scatterers and the wavelength of the incident radiation were compared.

**Keywords:** radio wave scattering, vegetation, homogeneous truncated cone with rounded bases, method of discrete sources, recommendation ITU-R P.833-9.

## 1. Введение

Быстрое внедрение различных систем связи, локации и дистанционного зондирования, функционирующих на частотах выше 1 ГГц требует учёта влияния среды распространения на характеристики канала связи. Поэтому с практической точки зрения проблема адекватного моделирования распространения радиоволн в реальных условиях является актуальной задачей.

Для моделирования взаимодействия электромагнитных волн с лесными массивами могут использоваться различные методы. Например, удобны плоскослоистые регулярные модели леса [1, 2], т.к. позволяют получить результат при малых вычислительных нагрузках. При этом используют усреднённые характеристики пространства распространения, обычно полученные в результатах натурных измерений на лесных массивах [3, 4] либо отдельных элементах растительности [5, 6] с их последующим усреднением. Однако на длинах волн соизмеримых с характерными размерами элементарных рассеивателей проявляются эффекты объемного рассеяния [7].

Эти же подходы отражены в рекомендации МСЭ-R P.833-9, где перечислены как методы, использующие усреднённые характеристики и эмпирические приближения, так и сравнительно простой метод, основанный на статистическом усреднении приближенного расчёта рассеяния на отдельных элементах растительной среды в виде набора цилиндров конечной длины. При этом отмечается следующее [8]: «Однако многообразие условий и типов лиственного покрова затрудняют разработку универсальной процедуры прогнозирования ослабления. Кроме того, недостает сопоставимых экспериментальных данных. Модели, описываемые в последующих разделах, применимы в конкретных диапазонах частоты для различных типов геометрии трассы.». Поэтому представляет практический интерес расчёт рассеяния излучения на отдельных элементах растительности, представляемых более адекватными математическими моделями, например усечёнными конусами с различной формой оснований.

В настоящее время не существует точных аналитических методов описания дифракции радиоволн на таких сложных объектах, поэтому моделирование рассеивающих свойств может быть выполнено только с применением различных численных методов. Вычислительная сложность таких моделей выше, чем описанных в рекомендации, но вместе с тем при современных возможностях хранения данных реально построение такой системы, в которой на первом этапе производится вычисление рассеяния на отдельных элементах растительной среды с помощью наиболее точных моделей с сохранением получаемых результатов в базу, а далее расчет взаимодействия излучения с растительностью на основе данных из этого массива.

К недостаткам существующих рекомендаций можно также отнести ограниченный набор характеристик рассеивателей, который представлен в основном типами растительности, распространённой вне территории России: конский каштан, серебристый клен, лондонский платан, липа обыкновенная, клен сикамор, гинкго, японская вишня, клен трехлопастный, сосна корейская, гималайский кедр, платан американский, пирамидальная секвойя. Это ограничивает применимость данных рекомендаций.

В работе представлены результаты расчёта угловых характеристик компонент рассеянного поля для различных углов падения излучения на объекты, составляющие модели стволов деревьев и крупных веток. В качестве таких моделей рассмотрены усечённые конусы с плоскими и закруглёнными основаниями. Численные расчеты выполнены на основе метода дискретных источников (МДИ) [9, 10]. Также произведено сравнение с результатами, полученными согласно рекомендации МСЭ-R P.833-9 (в части 3.2.2.1 Частоты от 1 до 30 ГГц).

## 2. Моделирование взаимодействия плоской электромагнитной волны с осесимметричными рассеивателями

Для учёта рассеяния от реальных веток и стволов деревьев, составляющих растительную среду, необходимо использовать оптимальную форму модельного рассеивателя. Сравнительный анализ, выполненный в [11, 12], показал, что такой

формой является усечённый конус, а в [13, 14] проведён анализ влияния формы основания.

Геометрия задачи для её решения методом дискретных источников (МДИ) представлена на рисунке 1.

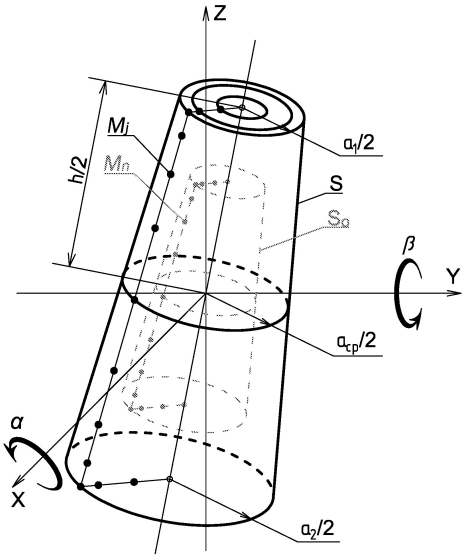



Рис. 1. Геометрия задачи для расчёта рассеяния с использованием МДИ.

Падающая волна имеет линейную поляризацию и распространяется в положительном направлении оси OX. Середина оси усечённого конуса совпадает с нулём системы координат.

В данной работе произведён расчёт для рассеивателей в виде цилиндра и усечённого конуса с закруглёнными основаниями. Они представлены на рисунке 2.

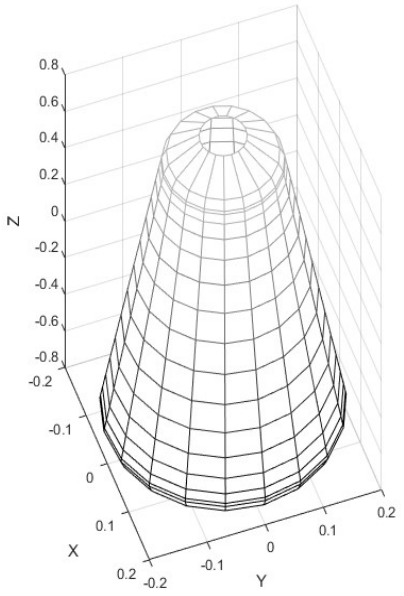



Рис. 2. Вид моделируемых рассеивателей с неравномерной сеткой точек коллокации.

Как описано в [9] для МДИ поля дискретных источников, находящихся на вспомогательной поверхности внутри рассеивателя, должны удовлетворять системе Максвелла, условию излучения и образовывать полную замкнутую функциональную систему на поверхности препятствия. Существует множество схем размещения дискретных источников для удовлетворения этих требований. Причём существуют также похожие методы расчётов, где поверхность источников поля охватывает объект снаружи [15].

В данной работе, как и в [11-14], вспомогательная поверхность $S_0$, служащая для размещения дискретных источников, выбиралась масштабным уменьшением поверхности рассеивателя с некоторым коэффициентом $K_m$. Коэффициент масштабирования подбирался в ходе процедуры динамического контроля невязки. Обычно он принимал значения в диапазоне 0,6-0,97 при невязке, не превышающей 5%.

В ходе предыдущих этапов разработки и корректировки модели [11, 12] был выполнен анализ зависимости скорости вычислений задачи и значения невязки от количества дискретных источников, точек коллокации и схемы их расположения на вспомогательной поверхности $S_0$. Установлено, что наиболее оптимальным является неравномерное распределение точек с увеличением концентрации вблизи кромок.

Сравнение производится с расчётами по рекомендации МСЭ-R P.833-9 (раздел 3.2.2.1) [8].

## 3. Моделирование и сравнение результатов

В соответствии с поставленной в предыдущем разделе задачей было выполнено моделирование угловых характеристик рассеяния двумя методами: МДИ и в соответствии с пошаговым методом из рекомендации МСЭ-R P.833-9 (раздел 3.2.2.1) [8]. Для анализа были взяты вертикальная и горизонтальная поляризации падающего излучения (параллельно оси OY и оси OZ).

На рисунке 3 представлены результаты расчётов квадрата модуля напряженности электрического поля рассеяния для цилиндра с закруглёнными основаниями (усечённого конуса с одинаковыми размерами оснований). Для сравнения с [8] геометрические размеры, частота и диэлектрическая проницаемость взяты из рекомендаций. Вычисления выполнены для частоты 1 ГГц, значения относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon = 7{,}2 + i\,2{,}088$ и первого типа ветви (радиус ветви $a_{ср}/2 = 0{,}114$ м; длина ветви $h = 1{,}31$ м) из [8], которые соответствуют обыкновенному дубу.

Наблюдается увеличенная изрезанность графиков и наличие выраженных лепестков обратного рассеяния в случае расчётов по МДИ. Особенно это заметно для вертикальной поляризации. Вместе с тем основные направления рассеяния совпадают. Возможно, различия связаны с особенностями учёта рассеяния на торцах в этих двух сравниваемых методах расчёта. Причём, судя по концепции рекомендаций, они более всего предназначены для рассмотрения прямого (или близкого к прямому) пути распространения сигнала. Об этом, в частности, свидетельствуют ограничения на место размещения приёмной антенны относительно рассеивателя. Учёт боковых и задних

лепестков рассеяния может быть выполнен с большей погрешностью, которая, как мы предполагаем, оставляется в жертву скорости вычисления.

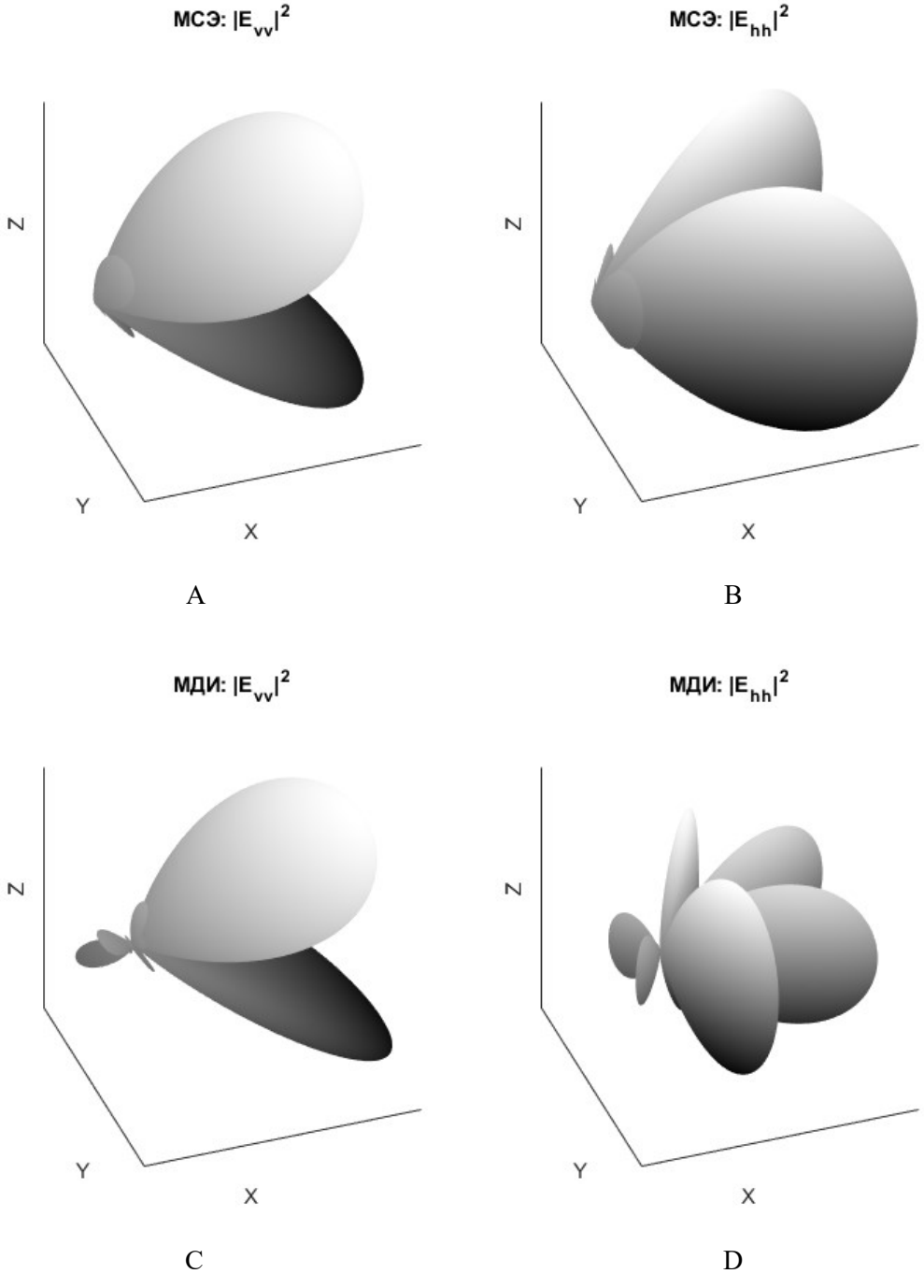



Рис. 3. Угловые зависимости рассеянного излучения для цилиндра.
$\varepsilon = 7{,}2 + i\,2{,}088$, $a_{ср}/2 = 0{,}114$ м, $h = 1{,}31$ м. Наклон рассеивателя: $\alpha = 0$, $\beta = 0$.
A, B – 3D компоненты, рассчитанные по МСЭ-R P.833-9.
C, D – 3D компоненты, рассчитанные по МДИ.
A, C – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
B, D – поляризация падающего поля параллельна оси OY.

Было исследовано влияние отклонения формы рассеивателя от цилиндрической. Расчеты по методу МДИ для усечённого конуса приведены на рисунке 4. Здесь средний

радиус соответствует предыдущему случаю, а радиусы оснований отличаются на 0,1 от среднего.

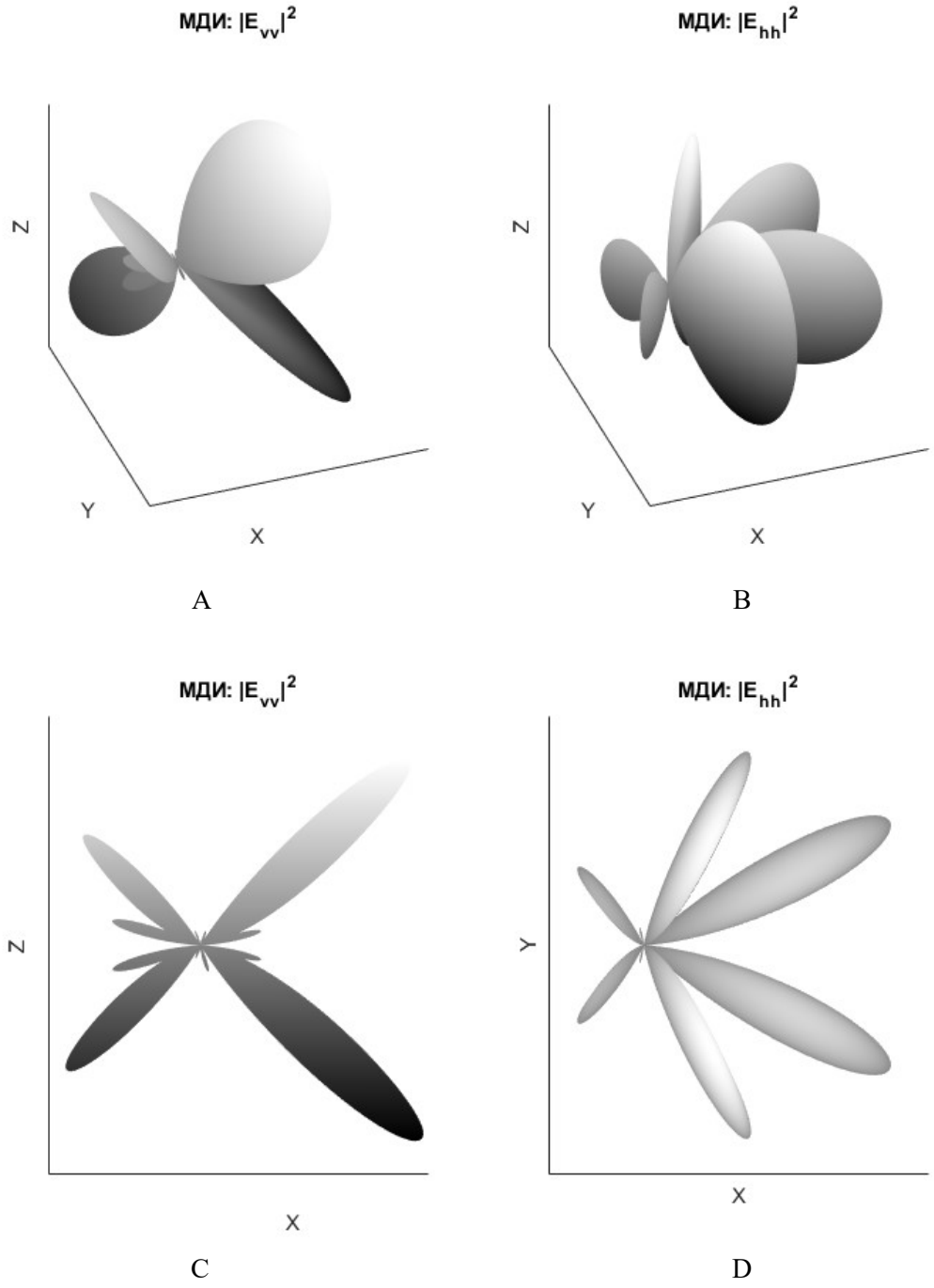



Рис. 4. Угловые зависимости рассеянного излучения.
$\varepsilon = 7{,}2 + i\,2{,}088$, $a_{ср}/2 = 0{,}114$ м, $h = 1{,}31$ м, $a_1 = 0{,}9\,a_{ср}$. Наклон рассеивателя: $\alpha = 0$, $\beta = 0$.
A, B – 3D компоненты, рассчитанные для усечённого конуса с закруглёнными основаниями по МДИ. C, D – профили компонент, рассчитанные для усечённого конуса с закруглёнными основаниями по МДИ. A, C – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
B, D – поляризация падающего поля параллельна оси OY.

Заметно увеличение задних лепестков, а также потеря симметричности при отклонении формы рассеивателя от идеального цилиндра – увеличение нижних по оси OZ лепестков. Это может быть объяснено изменением отражающей поверхности при

увеличении радиуса нижнего основания рассеивателя. Для вертикальной поляризации симметричность графика практически не изменилась.

На следующем рисунке представлены результаты моделирования, когда рассеиватель имеет наклон, соответствующий углам α = + π/6, β = 0 (рисунок 5).

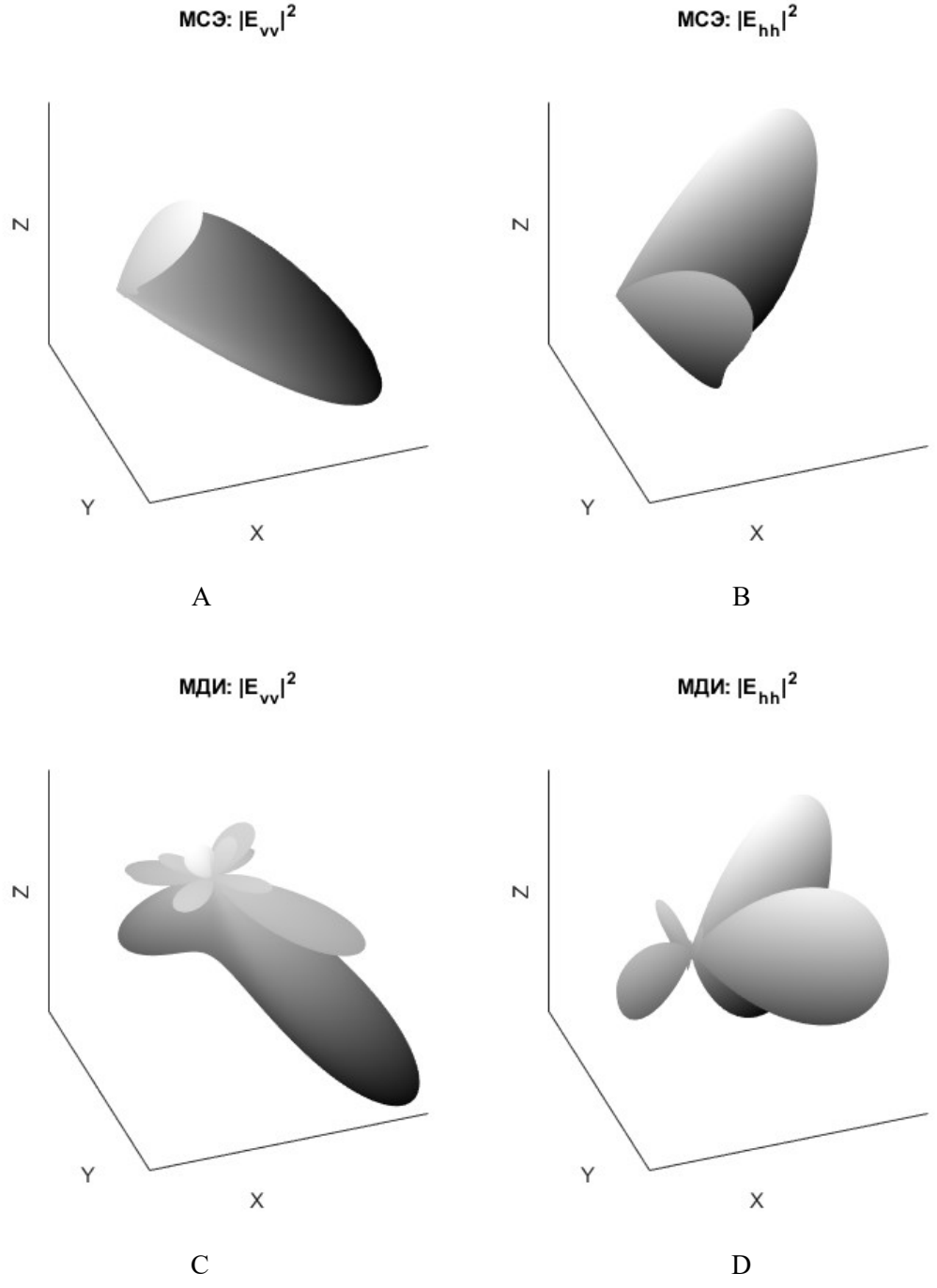



Рис. 5. Угловые зависимости рассеянного излучения.
ε = 7,2 + *i* 2,088, $a_{ср}/2$ = 0,114 м, *h* = 1,31 м. Наклон рассеивателя: α = + π/6, β = + π/6.
A, B – 3D компоненты, рассчитанные для цилиндра по МСЭ-R P.833-9. C, D – 3D компоненты, рассчитанные для усечённого конуса с закруглёнными основаниями по МДИ.
A, C – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
B, D – поляризация падающего поля параллельна оси OY.

Отчётливо заметно ещё большее различие графиков рассеяния, рассчитанных по МДИ и в соответствии с рекомендациями МСЭ. Это можно объяснить отличием положения боковых поверхностей усечённого конуса относительно падающего поля и различным вкладом торцевых элементов.

## 4. Заключение

Проведено математическое моделирование рассеяния электромагнитных волн на объектах, моделирующих ветви деревьев с помощью метода дискретных источников и на основе рекомендаций международного союза электросвязи.

Получены и проанализированы угловые характеристики рассеянного поля при различных соотношениях геометрических параметров рассеивателей, углах наклона и поляризации падающего поля. При этом наблюдается сложный характер поведения поляризационных составляющих, имеющих характерные различия в боковых и задних лепестках рассеянного поля.

Работа является частью исследования особенностей различных моделей рассеивателей, представляющих собой составные части реальных деревьев. Это необходимо для составления библиотеки угловых характеристик рассеянного поля различных объектов наиболее подходящих форм, которые будут служить основой расчётной системы для представления взаимодействия электромагнитной волны с растительностью.

## 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. Доржиев Б.Ч., Плетнев В.И., Хомяк Е.М. Погонное ослабление метровых волн, распространяющихся в лесной среде. // Распространение электромагнитных волн: сб. статей. – Улан-Удэ, 1987, – С. 87-103.
2. Чухланцев А.А., Шутко А.М., Головачев С.П. Ослабление электромагнитных волн растительными покровами. / Радиотехника и электроника, 2003, т.48, №11, – С. 1285-1311.
3. Доржиев Б.Ч., Хомяк Е.М. Экспериментальные методы определения эффективных электрических параметров лесной среды в УКВ диапазоне. // XVIII Всероссийская конференция по распространению радиоволн. С-Петербург, 1996 г, Тезисы докладов, том 2, М., 1996 г. – С. 439-440.
4. Басанов Б.В., Ветлужский А.Ю., Калашников В.П. Метод определения эффективной диэлектрической проницаемости лесного полога. // Журнал Радиоэлектроники, № 4, 2010. URL: http://jre.cplire.ru/jre/apr10/3/text.pdf
5. Ulaby F.T., Sarabandi K., McDohald K., et al. Michigan microwave canopy scattering model. // Int. J. Remote Sensing, 1990, v.11, No 7, – Pp. 1223-1253.
6. Чухланцев А.А. СВЧ радиометрия растительных покровов. // Дисс. на соискание ученой степени д.ф.-м.н, М. 2004.
7. Багдасарян Е.А., Тимофеев В.А. Анализ напряженности электромагнитного поля, образованного двухлучевым механизмом распространения волны, за пологом растительного слоя. // Телекоммуникации. 2006, №1, – С. 35-39.

8. Ослабление сигналов растительностью. Рекомендация МСЭ-R P.833-9 (09/2016). Серия P. Распространение радиоволн.
9. Ерёмин Ю.А., Свешников А.Г. Метод дискретных источников в задачах рассеяния электромагнитных волн. // Успехи современной радиоэлектроники. 2003. № 10. – с. 3.
10. Ерёмин Ю.А., Свешников А.Г. Анализ методом дискретных источников дифракции электромагнитных волн на трехмерных рассеивателях. // Журнал вычислительной математики и математической физики. 1999. Т.39. № 12. – С. 2050–2063.
11. Афонин А.А., Тимофеев В.А. Моделирование угловых характеристик рассеяния радиоволн на составных цилиндрических объектах. // Труды XXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. 2016. Т.2. – С. 715-722.
12. Афонин А.А., Тимофеев В.А. Анализ численного моделирования рассеяния радиоволн на составном цилиндре и усечённом конусе. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2017. N9. URL: http://jre.cplire.ru/jre/sep17/1/text.pdf
13. Афонин А.А., Тимофеев В.А. Моделирование поляризационных характеристик рассеяния радиоволн на объектах в виде усечённых конусов// Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. Воронеж. 2019. Т.4. – С. 350-360.
14. Афонин А.А., Тимофеев В.А. Поляризационные компоненты рассеяния микроволнового излучения для некоторых моделей элементов растительности // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2019. N6. URL: http://jre.cplire.ru/jre/jun19/14/text.pdf
15. Князев С. Ю., Щербакова Е. Е., Енгибарян А. А. Численное решение краевых задач для уравнения Пуассона методом точечных источников поля. // Вестник Донского государственного технического университета. 2014. Т.14. № 2 (77). – С. 15-20.

## REFERENCES

1. Dorzhiev B.Ch., Pletnev V.I., Khomyak E.M. Weak attenuation of meter waves propagating in the forest environment. Rasprostranenie elektromagnitnykh voln: sbornik statei - Propagation of electromagnetic waves: a collection of articles. Ulan-Ude, 1987, – Pp. 87-103.
2. Chukhlantsev A.A., Shutko A.M., Golovachev S.P. Attenuation of Electromagnetic Waves by Vegetation Canopies. Radiotekhnika i elektronika - Journal of Communications Technology and Electronics, 2003, v.48, No.11, – Pp. 1285-1311.
3. Dorzhiev B.CH., Homyak E.M. Experimental methods for determining the effective electrical parameters of the forest environment in the VHF range. // XVIII Vserossijskaya konferenciya po rasprostraneniyu radiovoln, (S.-Peterburg., 17-19 sentyabrya 1996) - Proceedings of the XVIII All-Russian Conference on Radio Wave Propagation (17-19 September; 1996; St. Petersburg) Moscow. 1996, – Pp. 439-440.
4. Basanov B.V., Vetluzhski A.YU., Kalashnikov V.P. Method for determining the effective permittivity of the forest canopy. // Zhurnal Radioelektroniki - Journal of Radio Electronics, 2010, No. 4. Available at http://jre.cplire.ru/jre/apr10/3/text.pdf (In Russian)
5. Ulaby F.T., Sarabandi K., McDohald K., et al. Michigan microwave canopy scattering model. // Int. J. Remote Sensing, 1990, v.11, No 7, – Pp. 1223-1253.
6. Chukhlantsev A.A., Microwave radiometry of vegetation. // Dissertation for the degree of Doctor of Physical and Mathematical Sciences. Moscow. 2004.
7. Bagdasaryan E.A., Timofeev V.A. Analysis of the intensity of the electromagnetic field formed by the two-beam mechanism of wave propagation, behind the canopy of the vegetation layer. Telekommunikatsii - Telecommunications. 2006, No.1, – Pp. 35-39.
8. Attenuation in vegetation. Recommendation ITU-R P.833-9 (09/2016). P Series. Radiowave propagation.
9. Eremin Yu.A., Sveshnikov A.G. The method of discrete sources in problems of scattering of electromagnetic waves. // Uspekhi sovremennoi radioelektroniki - Telecommunications and Radio Engineering, 2003, No. 10, – p. 3.
10. Eremin Yu.A., Sveshnikov A.G. Analysis by the method of discrete sources of diffraction of electromagnetic waves on three-dimensional scatterers // Zhurnal vychislitel'noi matematiki i

matematicheskoi fiziki - Computational Mathematics and Mathematical Physics, 1999, 39:12, – Pp. 1967–1980.
11. Afonin A.A. Timofeev V.A. Modeling angular characteristics of microwave scattering on a composite cylindrical objects. Trudy XXII mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii "Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz' " [Proceedings of the XXII International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, Navigation, Communication" (RLNC*2016)]. Voronezh. 2016. v.2. – Pp. 715-722.
12. Afonin A.A. Timofeev V.A. Analysis of numerical simulation of radio wave scattering on a composite cylinder and the truncated cone. Zhurnal Radioelektroniki - Journal of Radio Electronics, 2017, No. 8. Available at http://jre.cplire.ru/jre/sep17/1/text.pdf (In Russian)
13. Afonin A.A. Timofeev V.A. Polarization characteristic modeling of radio wave scattering by truncated cone objects. Sbornik trudov XXV mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii "Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz' " [Proceedings of the XXII International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, Navigation, Communication" (RLNC*2019)]. Voronezh. 2019. v.4. – Pp. 350-360.
14. Afonin A.A. Timofeev V.A. Polarization components of the microwave radiation scattering for some models of vegetation elements. Zhurnal Radioelektroniki - Journal of Radio Electronics, 2019. No. 6. Available at http://jre.cplire.ru/jre/jun19/14/text.pdf (In Russian)
15. Knyazev S.Y., Shcherbakova E.E., Yengibaryan A.A. Numerical solution to boundary problems for Poisson equation by point-source method. // Vestnik Donskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta - Bulletin of the Don State Technical University. 2014. v.14. No 2 (77). – Pp. 15-20.

# ФАР С НИЗКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЗАМЕТНОСТЬЮ

В. И. Гриднев

АО "НИИП имени В.В. Тихомирова", г. Жуковский, Россия

**Аннотация.** Предложен подход к построению ФАР с низкой радиолокационной заметностью в широкой полосе частот. Он состоит в придании излучающей поверхности ФАР выпуклой сферической формы. Приведенные расчетные результаты подтверждают возможность получения низких значений ЭПР фазированных антенных решеток.

**Ключевые слова:** ЭПР, фазированные антенные решетки.

# ANTENNA ARRAYS WITH LOW RCS

V. I. Gridnev

JSC "NIIP", Zhukovsky, Russia

**Abstract.** An approach to the construction of antenna arrays with low RCS in a wide range of frequencies. It consists in imparting radiating surfaces of headlights of the convex radiating form. These calculated results confirm the possibility of obtaining low RCS antenna arrays.

**Keywords:** RCS, antenna array.

## 1. Понятие радиолокационной заметности

Понятие радиолокационной заметности (РЗ) летательных аппаратов (ЛА), получившие распространение в средствах информации, является более понятным для широкого круга неспециалистов, чем его количественная величина - эффективная площадь рассеивания (ЭПР ). В наши дни РЗ ЛА стала одной, едва ли не самой важной, характеристикой ЛА, определяющей его принадлежность к 5 поколению. Своеобразным подтверждением этому является ситуация, возникшая с демонстрацией на Singapore Air Show 2016 истребителя 5- го поколения США F-22 "Raptor". Социальные сети и мировая пресса всесторонне сравнивали характеристики американского истребителя и российского Т-50, обращая внимание на то что у российского истребителя ЭПР значительно хуже, чем у американца. А значит, российский истребитель не вполне соответствует требованиям, предъявляемым к самолетам 5-го поколения, и по этой причине его не надо покупать. И это при том, что некоторые характеристики российского истребителя, например, дальность полета значительно лучше, чем у американского.

Больших успехов в вопросах снижения РЗ добились в США, где была создана целая серия малозаметных ЛА различного назначения: истребители Lockheed F-117 "Nighthawk", F-22 "Raptor", F-35 "Lightning II ", бомбардировщик B-2 "Spirit", БПЛА: "X-47B" и "MQ-1 Predator". Программа создания малозаметных ЛА реализуется в России (СУ-57) и в Китае ("Chengdu J-20). На выставке Ле_Бурже 2019 было объявлено о работах по созданию европейского малозаметного истребителя 5-го поколения, который разрабатывается совместно Германией, Францией и Испанией, а также была представлена полноразмерная модель турецкого малозаметного истребителя. Таким образом, стэлс-технология становится неотъемлемым элементом создания современных ЛА военного назначения.

Современные малозаметные (МЗ) истребители имеют в десятки, а иногда и в сотни раз меньшую ЭПР, лежащую в пределах 0.1-1 м$^2$ , чем их предшественники. ЭПР F-15 и Су-27 оценивалась в 10-25 м$^2$. Напомним, что ЭПР - σ пассивного, рассеивающего тела при моностатической радиолокации, вычисляется по формуле:

$$\sigma = \frac{4\pi}{\lambda^2}\left[ A_S^{эфф}(\theta,\varphi)\right]^2 \qquad (1)$$

где $\lambda$ - длина волны, $A_S^{эфф}(\theta,\varphi)$ - проекция площади рассеивания тела на плоскость, нормальную к направлению на объект. Площадь возводится в квадрат, т.к. рассеивающее тело первоначально, как бы, принимает мощность падающей волны с некоторой эффективной площадью, а затем ее переизлучает в том же направлении с той же площадью. В результате, ЭПР и геометрическая площадь объекта сильно разнятся. Например, ЭПР равную 1м$^2$ в X диапазоне имеет квадратная металлическая пластина (при нормальном падении волны) со стороной 9,5 см. А ЭПР в 0.1 м$^2$ имеет пластинка со стороной всего 3 см. Т.е. современный истребитель может создавать отражения сравнимые с отражениями от пластины размером со спичечный коробок. Для обеспечения таких низких величин РЗ тщательно прорабатываются все элементы ЛА: форма фюзеляжа, применяемые конструкционные материалы и покрытия, воздухозаборники, форма и покрытие колпака кабины, все выступающие элементы конструкции ЛА, различные виды острых кромок крыльев и т.д. Даже выступающие заклепки могут ухудшить ЭПР самолета. Ухудшают РЗ и многочисленные антенны, установленные на ЛА. Значительный вклад в ряде направлений вносят ФАР, из-за их большой площади. По этой причине на F-117 вообще отсутствует локатор.

Проблемы создания МЗ ЛА усугубляются еще и тем, что низкие значения ЭПР должны быть получены для 2-х поляризаций падающего поля. Известно, что ЭПР σ является матричной величиной. В соответствии с терминологическим стандартом IEEE рассеянные телом и падающие на него поля связаны следующим образом:

$$\begin{vmatrix} E_\theta^{рас} \\ E_\varphi^{рас} \end{vmatrix}^2 = \frac{1}{4\pi R_{объект-прм}^2} \begin{Vmatrix} \sigma_{\theta\theta} & \sigma_{\theta\varphi} \\ \sigma_{\varphi\theta} & \sigma_{\varphi\varphi} \end{Vmatrix} \bullet \begin{vmatrix} E_\theta^{пад} \\ E_\varphi^{пад} \end{vmatrix}^2 \qquad (2)$$

Здесь $R_{объект-прм}$ - расстояние от рассеивающего объекта до антенны приемника РЛС. Величины $\sigma_{\theta\theta}$ и $\sigma_{\varphi\varphi}$ характеризуют РЗ объекта по ортогональным составляющим поля, а $\sigma_{\theta\varphi}$, $\sigma_{\varphi\theta}$ деполяризацию поля, которую вносит объект.

## 2. Характеристики заметности ФАР

Формула для расчета ЭПР антенн существенно отличается от формулы (1) для пассивных тел. Отличия вызваны поглощением в нагрузке антенны части мощности, которую она перехватывает. Для антенны у которой луч диаграммы направленности (ДН) перпендикулярен к нормали ФАР величина ЭПР равна

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G^2 \Gamma^2 \qquad (3)$$

здесь Г - коэффициент отражения по амплитуде от нагрузки антенны с коэффициентом усиления G. Например, антенна диаметром 1 м, с коэффициентом использования поверхности η=0.8 и имеющая КСВ нагрузки 1.2, на средней частоте X диапазона будет имеет ЭПР σ ≅ 50 м$^2$. Примерно таков порядок ЭПР в направлении нормали к поверхности на основной поляризации будет у антенны AN/APG-81, если принять ее диаметр равным 1 м. Эта АФАР разработана для истребителя F-35 "Lightning II " (рис.1). Формула (3) дает правильные значения ЭПР только в направлении главного лепестка антенны и не учитывает лепестки Брэгга диаграммы обратного рассеивания (ДОР), показанные на рис.1. Положение этих лепестков в пространстве определяется соотношением расстояний между излучателями [1]. Уровень лепестков Брэгга может достигать уровня основного лепестка. Для антенны AN/APG-81 лепестки ДОР на рис.1 изображены качественно. Для того, чтобы получить представление о ширине лепестков, рассмотрим результаты расчета ДОР ФАР диаметром 800 мм., полученные в [2] для плоскости φ=32.7$^0$, в которой находится дифракционный лепесток. Видно, что данная ФАР имеет примерно одинаковые значения основного и дифракционного лепестка в 20 дБ. По уровню -10 дБ. ширина основного лепестка не превосходит 10$^0$, а дифракционного достигает 40$^0$. С ростом частоты, т.е. в Ku и Ka диапазонах, отклонение дифракционных лепестков от нормали уменьшается. В [1,стр.292] приведены результаты, демонстрирующие, что дополнительно к указанным, возникают лепестки, обусловленные рассогласованием в распределительном тракте антенны, которые могут быть значительными. Вообще рассогласование в тракте излучателей существенно влияет на уровень ЭПР ФАР. Так, если КСВ возрастает с 1.2 до 2, это вызывает рост ЭПР в 13 раз. Для того, чтобы на горизонтальной поляризации ФАР AN/APG-81 имела низкие значения ЭПР экран, над которым расположены излучатели, выполнен из радиопоглощающего материала (РПМ) (рис.1). ФАР из [2] на горизонтальной поляризации имеет ДОР, такую же как у металлического экрана диаметром 800 мм., показанную на рис.2. Ширина главного лепестка по уровню -10 дБ. достигает 30$^0$.

Наиболее важным с позиций РЗ является передний сектор ±15$^0$ от направления полета, поэтому единственной возможностью установки подобных ФАР на малозаметный истребитель является установка антенны с отклонением вверх на угол 15-20$^0$ (рис.1). Отклонение приводит, как отмечено в [3], к "некоторой потере энергетических и дальностных возможностей по целям с принижением относительно носителя".

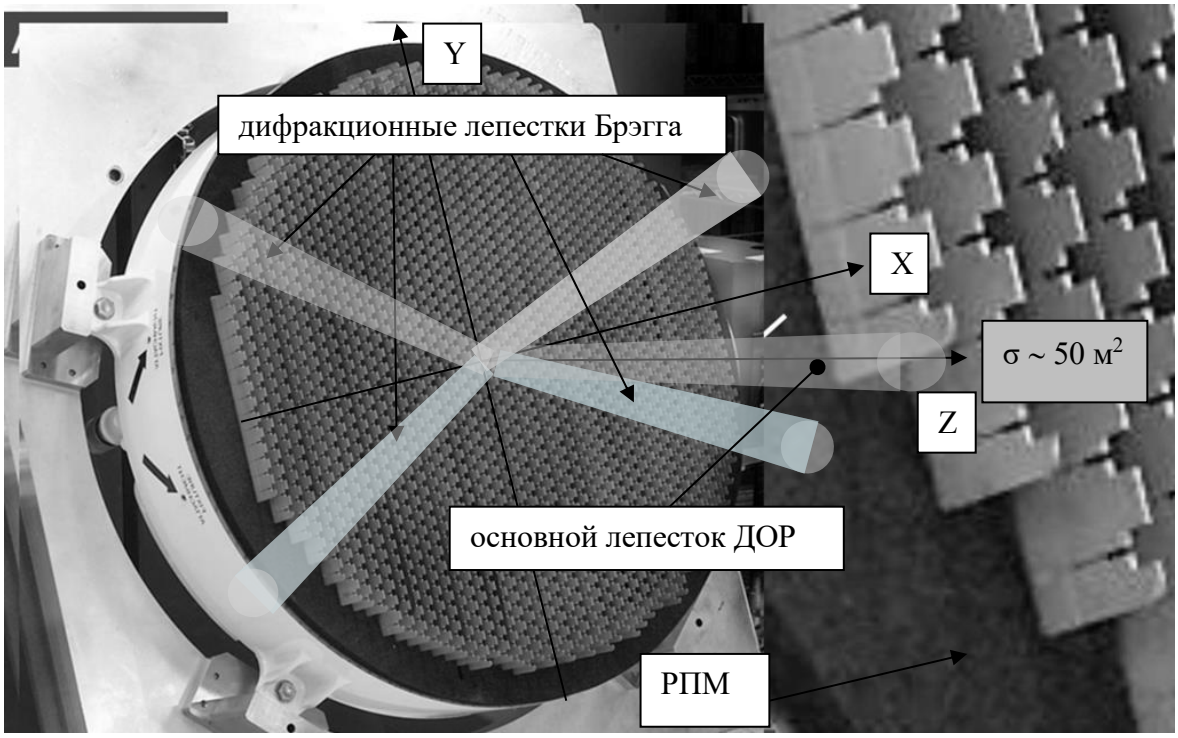



Рис.1 Антенна AN/APG-81 истребителя F-35.

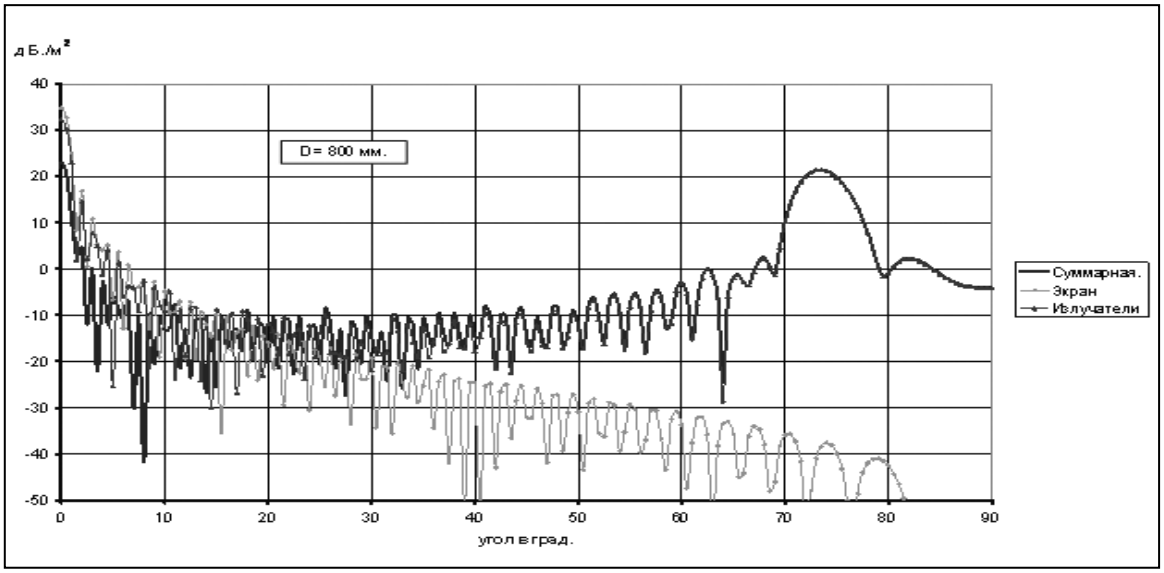



Рис.2 ДОР ФАР диаметром 800 мм. в пл.$\varphi$=32.7$^0$ .

Выбором мест и способов установки антенн решается задача обеспечения малозаметности истребителя для горизонтального полета. Однако при маневрировании, из-за различных лепестков, вероятность обнаружения ЛА может возрасти. Поэтому для разработчиков ЛА наиболее подходящим было бы, чтобы сами ФАР, устанавливаемые на ЛА удовлетворяли требованиям малозаметности. Эти требования могут быть весьма дифференцированными, но для современной и перспективной военной авиации их можно сформулировать в наиболее общем виде: - ЭПР ФАР X диапазона во всех направлениях для моностатической и бистатической радиолокации не должна превышала -10 дБ/м$^2$.

## 3. ЭПР ВЫПУКЛЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

Идея применения выпуклых поверхностей для снижения заметности возникает при сопоставлении ЭПР металлической сферы и металлического диска одинаковых радиусов *R*. Соотношение ЭПР этих тел при размерах много больших длины волны дается формулой

$$\frac{\sigma_{сферы}}{\sigma_{диска}} = \frac{\lambda^2}{4\pi}\frac{1}{\pi R^2} \qquad (4)$$

В X диапазоне для диска площадью 1 м$^2$ соотношение равно -40 дБ. При меньшем радиусе выигрыш меньше, но все же достаточно велик. Так, для сферы и диска с радиусами 0.2 м., он составляет -30 дБ. Чтобы уменьшить ЭПР не обязательно ФАР размещать на поверхности всей полусферы, для этого достаточно использовать часть сферической поверхности. Высоту сферического сегмента с радиусом $R_{ант}$, отсекаемого от сферы с радиусом $R_{сф}$ (рис.3) будем называть выпуклостью сегмента $h_B$. На рис.4 представлены результаты расчета моностатической ЭПР сферического сегмента в X диапазоне, полученные асимптотическим методом, в зависимости от величины выпуклости сегмента, при постоянном радиусе $R_{ант} = 200$ мм. Значения ЭПР соответствуют случаю нормального падения плоской волны вдоль оси Z. Видно, что при увеличении выпуклости от 0 до 50 мм. ЭПР падает на 20 дБ., а при дальнейшем увеличении до 200 мм. уменьшается еще только на 7 дБ.

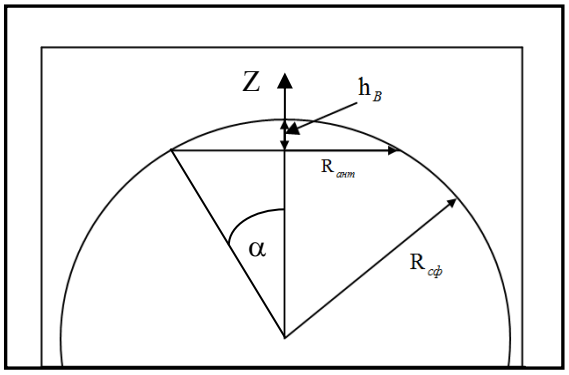



Рис.3 Схема сферического сегмента

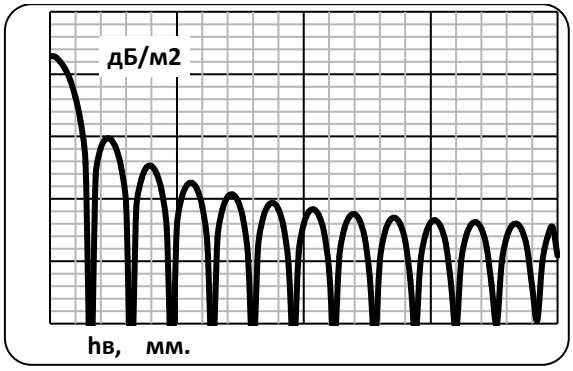



Рис.4. Изменение ЭПР в зависимости от выпуклости сегмента

На рис.5 показаны, рассчитанные асимптотическим методом, ДОР плоского диска и сферического сегмента, имеющих одинаковый радиус $R_{ант} = 200$ мм. и выпуклость $h_B = 50$ мм. Применение выпуклой поверхности уменьшает ЭПР в направлении оси Z на 22 дБ, но в тоже время в секторе $\pm 20^0$ ЭПР почти не зависит от угла падения и примерно равна 0 дБ. Такой характер рассеивания типичен не только для сферической поверхности, но и для параболической, гиперболической и конической поверхностей. Это видно из рис.6, на котором сравниваются кривые ДОР для сегментов одинакового радиуса и выпуклости (соответствуют рис.5), но с поверхностями перечисленных видов. Не меняется характер рассеивания и в зависимости от частоты. На рис.7 показаны расчетные

значения ДОР, рассматриваемого нами сферического сегмента, на частотах 13.5 ГГц. (пуктир) и 18 ГГц. (сплошная линия). Величина угла θ, до которой ЭПР примено постоянна, и после которой начинается уменьшение ЭПР несколько меньше угла α (рис.3).

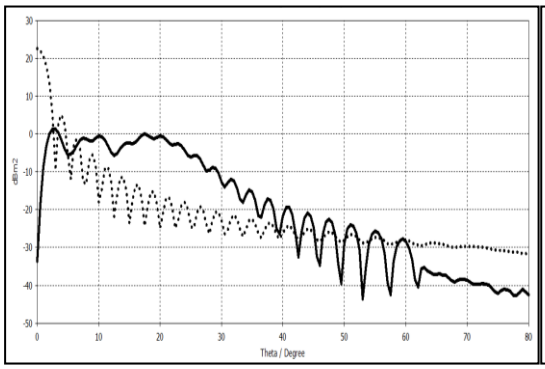



Рис.5. ДОР диска (сплошная кривая) и сферического сегмента

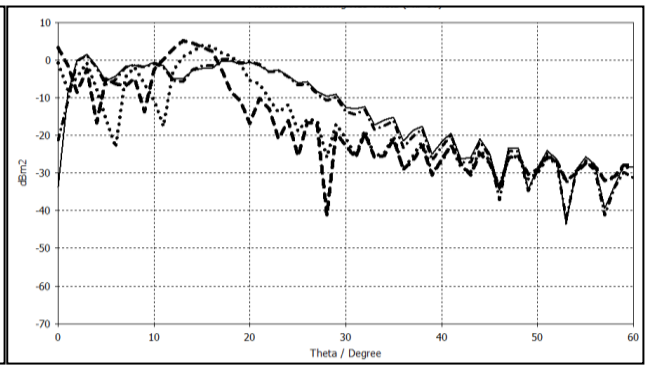



Рис.6

Рис.6.ДОР сегментов параболической (– · – · -), сферической (———), гиперболической (·····) и конической (– – – ) форм.

Таким образом, применение выпуклых поверхностей создает потенциальные возможности снижения ЭПР в широком диапазоне частот, причем не требуется выполнения поверхности с высокой точностью.

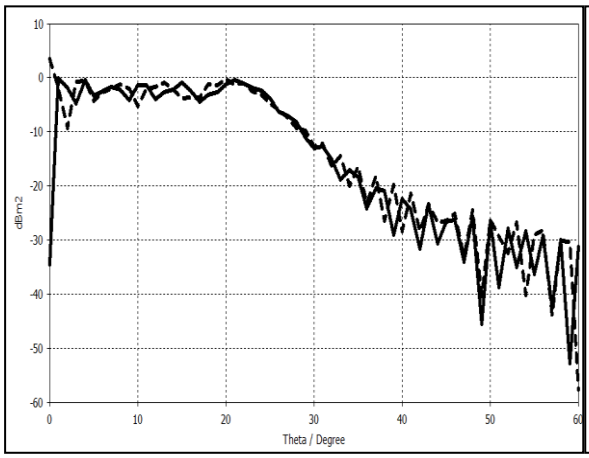



Рис.7. ДОР сферического сегмента на частотах 13.5 и 18 ГГц.

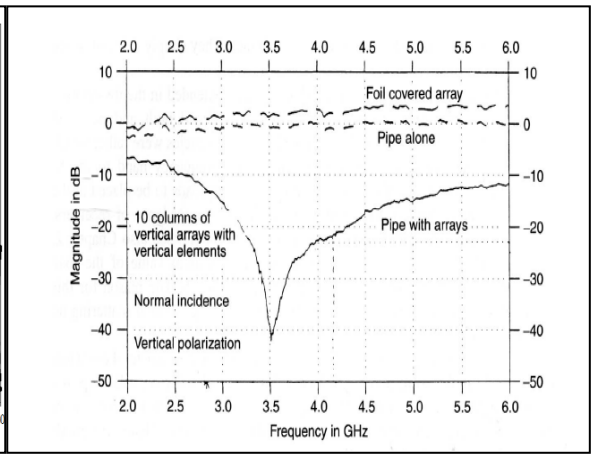



Рис.8 Частотные зависимости ЭПР вибраторной ФАР над цилиндром.

## 4. ЭПР ФАР С ВЫПУКЛОЙ АПЕРТУРОЙ

ФАР с выпуклой излучающей поверхностью предположительно должна иметь лучшие характеристики рассеивания, чем выпуклое металлическое тело, на котором она расположена, т.к. часть мощности электромагнитной волны, падающей на ФАР поглощается в антенне. Эти соображения подтверждаются результатами измерения [4] характеристик рассеивания цилиндрической решетки вертикальных вибраторов, расположенной над вертикальной цилиндрической трубой. Решетка состоит из 10 колонок вертикальных вибраторов с резестивными нагрузкам. На рис.8, из [4], приведены

измеренные частотные зависимости ЭПР для цилиндрической трубы с решеткой вибраторов и без нее. На частоте 3.5 ГГц ЭПР решетки над цилиндром почти на 30 дБ. меньше, чем у цилиндрической трубы без вибраторов.

Сравним расчетные характеристики волноводных ФАР X диапазона, расположенных на поверхности плоского диска и сферического сегмента. Размеры тел, на которых они расположены соответствуют рис.5. ФАР со сферической поверхностью (рис.9), получена из плоской путем придания сферического профиля излучающей структуре. Количество излучателей в каждой решетке равнялось 396. Для упрощения излучатели, в обоих случаях не содержали согласующих элементов. На рис.10 показаны расчетные бистатические ЭПР, соответствующие нормальному падению волны с поляризацией в пл.E (вертикальная плоскость), рассчитанные методом конечных

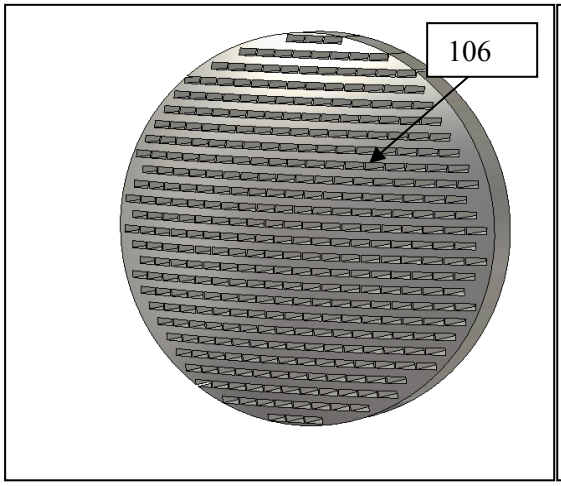



Рис.9 ФАР со сферической излучающей поверхностью.

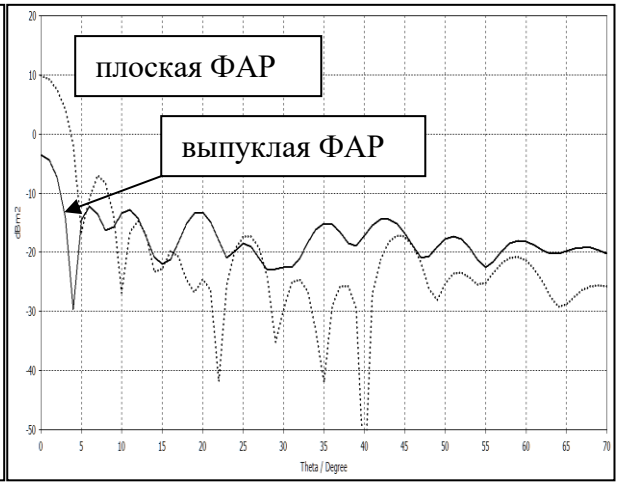



Рис.10 Бистатическое рассеивание плоской и выпуклой ФАР (нормальное падение)

разностей во временной области. Сравнение с рис.5 показывает, что размещение решетки излучателей на плоском диске приводит к уменьшению ЭПР на 12 дБ, а придание излучающей проверхности выпуклой формы еще снижает ее на 13.5 дБ. При всех углах падения значения ДОР выпуклой ФАР существенно меньше, чем для ФАР на плоском диске. Это относится и к лепесткам Брэгга, которые имеются у выпуклой ФАР.

Рисунки 11 и 12 иллюстрируют случаи рассеивания плоской и выпуклой ФАР волны с ортогональной (горизонтальной) поляризацией. Сравнение значений с рис.5 показывает, что антенные решетки рассеивают поле, как сплошные идеально проводящие поверхности. У плоской ФАР основной лепесток ДОР имеет большую величину (22дБ.), но является узким. Поэтому отклонением ФАР вверх на $15^0 \div 20^0$ можно обеспечить низкую заметность в направлении полета ЛА. Выпуклая ФАР имеет ДОР на уровне 0 дБ в секторе $\pm 20^0$. Отклонением антенны вверх меньших значений ЭПР получить не удастся. Добиться низких значений ЭПР можно применяя 2-х поляризационный излучатель. Выполненные предварительные расчеты для ФАР с таким согласованным, волноводным, 2-х поляризационным излучателем показали, что можно получить ЭПР ФАР менее -10 дБ/м$^2$ для всех направлений падения и поляризации падающей волны.

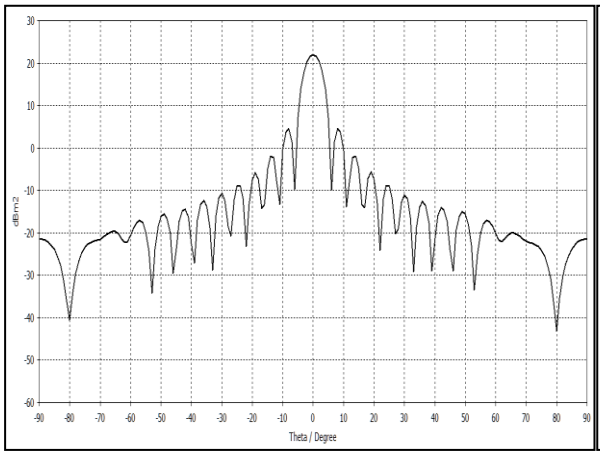



Рис.11 Бистатическое рассеивание волны ортогональной поляризации плоской ФАР (нормальное падение)

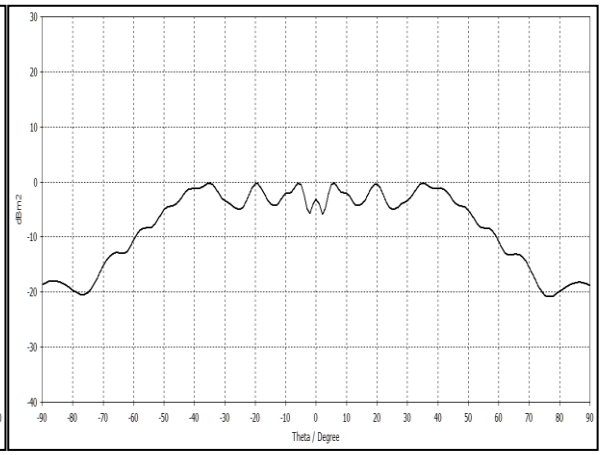



Рис.12 Бистатическое рассеивание волны ортогональной поляризации выпуклой ФАР

## 5. Характеристики ФАР с выпуклой апертурой

ФАР с выпуклой излучающей структурой относится к классу конформных антенных решеткок, методам расчета которых посвящено множество публикаций, включая монографии [5], [6], [7]. Отличие рассматриваемых здесь ФАР от классических конформных заключается в том, что в последних излучатели располагаются в узлах сетки координат, соответствующей поверхности. Для сферической поверхности - на пересечениях меридианов и параллелей. В данных же антеннах положение излучателей остается таким же, как в плоских ФАР, меняется только форма внешней поверхности излучающей апертуры. Это позволяет использовать распределительную систему плоской ФАР, но создает дополнительные трудности для теоретического моделирования характеристик. Специализированные методы расчета таких ФАР отсутствуют, поэтому расчеты в основном выполняется универсальным методом конечных разностей во временной области. На рис.13,14 сравниваются ДН излучателя №106 (указан на рис.9) плоской (сплошная кривая) и выпуклой ФАР (пунктирная) в составе решетки, когда остальные излучатели нагружены на согласованные нагрузки. Видно, что ДН излучателей выпуклой ФАР не симметрична относительно оси Z. Но ось симметрии ДН близка к нормали к сферической поверхности в точке положения излучателя. На рис.15 построены частотные зависимости коэффициента отражения S106,106 не согласованных волноводных излучателей плоской (сплошная кривая) и выпуклой ( с маркерами) ФАР. В обоих случаях согласование удовлетворительное.

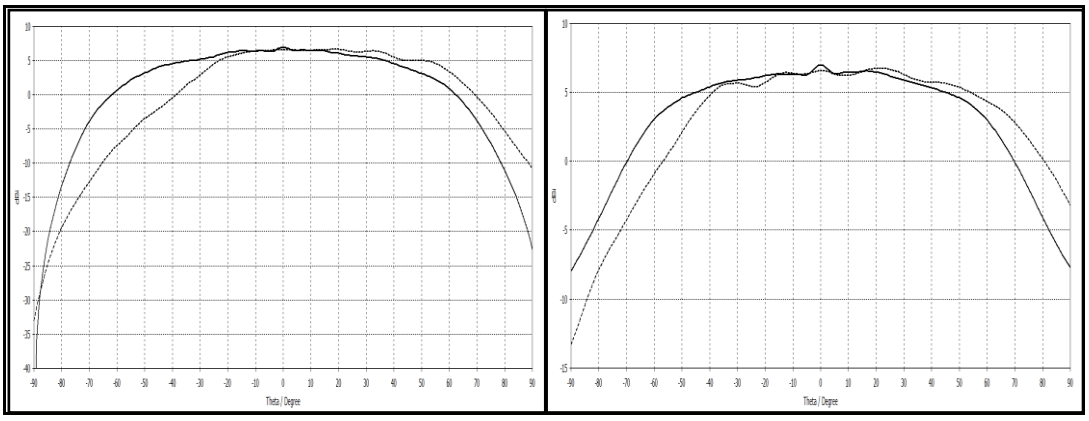


Рис.13 ДН в пл.φ=$0^0$.

Рис.14 ДН в пл.φ=$90^0$

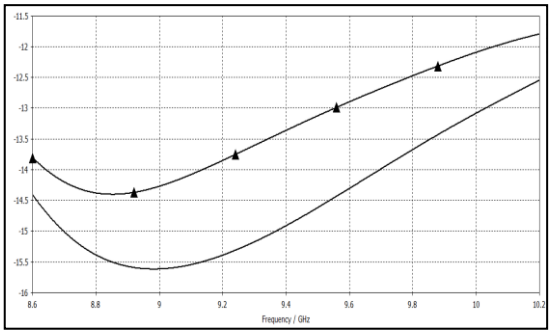


Рис.15 Частотные зависимости S106,106 плоской и выпуклой ФАР.

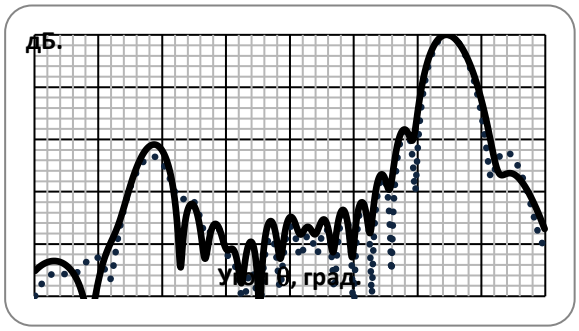



Рис.16 ДН плоской и выпуклой ФАР в пл.φ=$45^0$ .

Суммарные нормированные ДН на передачу плоской (сплошная кривая) и выпуклой ФАР в пл.φ=$45^0$ по составляющей $E_\theta$ показаны на рис.16 для отклонения луча на $50^0$. При фазировании выпуклой ФАР были учтены дополнительные фазовые задержки, обусловленные кривизной поверхности.

Более существенно выпуклость сферической поверхности влияет на разностные ДН, приводя к смещению направления пеленга. Однако существует ряд методов решения этой проблемы.

## 6. Заключение

В работе предложен подход к построению ФАР с малой радиолокационной заметностью, состоящий в придании излучающей апертуре ФАР выпуклой сферической формы. Приведенные предварительные результаты подтверждают, что создание таких ФАР возможно. В полосе согласования излучателей могут быть получены очень низкие значения ЭПР, меньшие -10 дБ$м^2$. Выпуклые ФАР более трудоемки в разработке, требуют применения в своей конструкции 2-х поляризационных излучателей и методов компенсации пеленгационных ошибок. В целом, такое направление предполагается актуальным и требует дальнейшей разработки.

## 7. Благодарности

Автор выражает благодарность начальнику лаборатории АО "НИИП имени В.В.Тихомирова" Г.Ф. Мосейчуку за ценные советы и замечания высказанные при обсуждении данной работы.

## Литература

1. Jenn, David C. Radar and laser cross section engineering, second edition, 2005.
2. Гриднев В.И. Математическое моделирование рассеивания плоской волны ФАР с конечным числом излучателей, 16 международная НТК "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 2010г., с.1236-1243.
3. Кольцов Ю.В., Добычина Е.М. Авионика истребителя 5-го поколения СУ-57. Успехи современной радиоэлектроники, т.73, №8, 2019, стр.29-45.
4. Balanis C.A. Modern antenna hand book. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
5. Josefsson L., Persson P. Conformal array. Antenna theory and design, A Wiley-Interscience publication, 2006.
6. Воскресенский Д.И., Пономарев Л.И., Филиппов В.С. Выпуклые сканирующие антенны. (основы теории и методы расчета), М., Сов.Радио, 1978.
7. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции., М., Радиотехника, 2015.

## References

1. Jenn, David C. Radar and laser cross section engineering, second edition, 2005.
2. Gridnev V.I. Simulation plane wave scattering on the ESA aircraft radar with finite number radiators. RLNC 2010, pp.1236-1243.
3. Kolcov U.V., Dobichina E.M. SU-57 5th generation fighter avionics. Successes of modern radio electronics, v.73, №8, 2019, pp. 29-45.
4. Balanis C.A. Modern antenna hand book. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
5. Josefsson L., Persson P. Conformal array. Antenna theory and design, A Wiley-Interscience publication, 2006.
6. Voskresenskiy D.I., Ponomarev L.I., Filippov V.S. Convex scanning antennas, M., Sov. radio, 1978.
7. Indenbom M.V. Antenna arrays of mobile surveillance radars, M., Radiotechnics, 2015.

# ФОРМИРОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЕЛЕНГАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ НЕПРЕРЫВНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ

Ю. Г. Пастернак[1], А. В. Ашихмин[2], С. М. Фёдоров[1], Е. А. Ищенко[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия
[2]ЗАО «ИРКОС», Москва, Россия

**Аннотация.** В данной статье приведены результаты математического анализа методов формирования «виртуальной» антенной решетки, суть которых заключается в снижения инструментальной погрешности пеленгаторов при помощи непрерывного распределения вспомогательных источников. Приведено три метода формирования «виртуальной» антенной решетки с помощью непрерывной функции, описываемой отрезком ряда Фурье: анализ азимутального распределения вспомогательных источников, описание поля и его нормальной производной на контуре и разложение поля на кольце. Произведено моделирование с учётом инструментальных ошибок измерения.

**Ключевые слова:** виртуальная антенная решетка, методы формирования ВАР, вспомогательные источники, погрешность пеленгатора.

# FORMATION OF A VIRTUAL ANTENNA ARRAY TO REDUCE THE INSTRUMENTAL ERROR OF DIRECTION FINDERS WITH USING THE CONTINUOUS DISTRIBUTION OF AUXILIARY SOURCES

Y. G. Pasternak[1], A. V. Ashihmin[2], S.M. Fedorov[1], E.A. Ischenko[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia
[2]JSC IRCOS, Moscow, Russia

**Abstract.** This article presents the results of a mathematical analysis of the methods of forming a “virtual” antenna array, the essence of which is to reduce the instrumental error of direction finders using the continuous distribution of auxiliary sources. Three methods of forming a “virtual” antenna array using a continuous function described by a segment of the Fourier series are presented: an analysis of the azimuthal distribution of auxiliary sources, a description of the field and its normal derivative on the loop, and field decomposition on the ring. The simulation was carried out taking into account instrumental measurement errors.

**Keywords:** virtual antenna array, methods for forming VAA, auxiliary sources, direction finder error.

## 1. Введение

Известны исследования [1] посвященные алгоритмам оценки пеленга на основе интерполяции посредством реконструкции ковариационной матрицы. Данный подход может быть использован для генерации равномерной линейной антенной решетки в конструкции подрешетки, что позволяет использовать все сигналы, принятые неоднородной решеткой. Это позволяет применять методы пеленгации, разработанные для равномерных линейных антенных решеток к неравномерным решеткам. В [2] был предложен алгоритм VA-MUSIC, основанный на использовании комплексного сопряженного аналога сигнала с выхода решетки, который формирует виртуальную

решетку для расширения эквивалентной апертуры антенной решетки, так что она может обрабатывать больше источников, чем у нее есть датчиков. Предложенный алгоритм, основанный на разделении виртуальной решетки на множество подрешеток и формировании новой ковариационной матрицы решетки, подходит для оценки как некоррелированных и коррелированных источников сигналов. Существующие подходы [1-5], основанные на интерполяции поля в точках, лежащих между элементами антенной решетки, не формируют «виртуальную» антенную решетку с размерами большими (следовательно, не уменьшают влияние искажений поля рассеяния), чем у «реальной» антенной решетки, в отличие от предлагаемых в данной статье методов.

## 2. ФОРМИРОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ПЕЛЕНГАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ НЕПРЕРЫВНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ

В настоящей статье предлагаются варианты методы формирования «виртуальной» антенной решетки, в котором азимутальное (по углу $\phi$) распределение вспомогательных источников описывается с помощью некоторой непрерывной функции, например, описываемой отрезком ряда Фурье (1):

$$f_{азим}(\phi) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot \exp(ik\phi). \quad (1)$$

Ограничивая число учитываемых членов ряда Фурье: $2K+1$, учитывая вид функции Грина для однородной двумерной области, можно записать следующую систему уравнений относительно неизвестных коэффициентов (2):

$$\sum_{k=-K}^{K} c_k \int_{-\pi}^{\pi} \exp(ik\phi) \cdot H_0^1\left(k_0 \cdot r(\phi, n)\right) d\phi = u(P_n),$$
$$n = 1, 2, ..., N, \quad (2)$$

где

$r(\phi, \mathrm{n}) = \sqrt{\left(r_{всп} \cdot \cos(\phi) - x_n\right)^2 + \left(r_{всп} \cdot \sin(\phi) - y_n\right)^2}$,

$r_{всп}$ - радиус окружности вспомогательных источников,

$(x_n; y_n)$ - координаты элементов реальной антенной системы из $N$ элементов.

При $N = 2K+1$ данная система уравнений превращается в СЛАУ; в случае, когда $N > 2K+1$, следует использовать методы квазирешения, повышающие устойчивость метода к погрешностям измерения величин $u(P_n)$.

Далее находятся коэффициенты отрезка ряда Фурье $c_k$ и формируются необходимые пространственные отсчеты на контуре $\xi$ (3):

$$\sum_{k=-K}^{K} c_k \int_{-\pi}^{\pi} \exp(ik\phi) \cdot H_0^1\left(k_0 \cdot R(\phi, m)\right) d\phi = U_{ВАР}(m),$$
$$m = 1, 2, ..., M, \quad (3)$$

где $R(\phi,m)=\sqrt{\left(r_{всп}\cdot\cos(\phi)-X_m\right)^2+\left(r_{всп}\cdot\sin(\phi)-Y_m\right)^2}$,

$(X_m;Y_m)$ - координаты пространственных отсчетов «виртуальной» антенной решетки из $M$ элементов.

Второй способ формирования «виртуальной» антенной решетки основан на описании поля $u$ и его нормальной производной $\partial u/\partial\vec{n}$ на контуре $\xi$ с помощью отрезков рядов Фурье с коэффициентами $a_k$ и $b_k$ (4,5):

$$u(\phi)=\sum_{k=-K}^{K}a_k\cdot\exp(ik\phi), \tag{4}$$

$$\frac{\partial u}{\partial\vec{n}}(\phi)=\sum_{k=-K}^{K}b_k\cdot\exp(ik\phi). \tag{5}$$

При выборе контура «виртуальной» антенной решетки в виде окружности с радиусом $r$ нормальная производная от скалярной функции Грина может быть записана следующим образом (6):

$$\frac{\partial G}{\partial\vec{n}}=\frac{\partial G}{\partial x}\cdot\cos(\alpha_x)+\frac{\partial G}{\partial y}\cdot\cos(\alpha_y), \tag{6}$$

где

$\cos(\alpha_x)=\dfrac{x}{\sqrt{x^2+y^2}}$,

$\cos(\alpha_y)=\dfrac{y}{\sqrt{x^2+y^2}}$,

$x=r\cdot\cos(\phi)$,

$y=r\cdot\sin(\phi)$ - точка, лежащая на окружности $\xi$.

Тогда

$$\frac{\partial G}{\partial\vec{n}}=\frac{-k_0\left(J_1(k_0\rho)+i\cdot N_1(k_0\rho)\right)}{\rho}\left[\cos(\phi)\left(r\cos(\phi)-x_n\right)+\sin(\phi)\left(r\sin(\phi)-y_n\right)\right],$$

где $J_1$ и $N_1$ - функции Бесселя и Неймана, соответственно, первого порядка,

$$\rho=\sqrt{\left(r\cdot\cos(\phi)-x_n\right)^2+\left(r\cdot\sin(\phi)-y_n\right)^2}. \tag{7}$$

Коэффициенты $a_k$ и $b_k$ ищутся как решение следующей системы уравнений (8):

$$\sum_{k=-K}^{K}b_k\int_{-\pi}^{\pi}\exp(ik\phi)H_0^1\left(k_0\sqrt{\left(r\cos(\phi)-x_n\right)^2+\left(r\sin(\phi)-y_n\right)^2}\right)d\phi-$$
$$-\sum_{k=-K}^{K}a_k\int_{-\pi}^{\pi}\exp(ik\phi)\frac{-k_0\left(J_1(k_0\rho)+i\cdot N_1(k_0\rho)\right)}{\rho}\times$$
$$\times\left[\cos(\phi)\left(r\cos(\phi)-x_n\right)+\sin(\phi)\left(r\sin(\phi)-y_n\right)\right]d\phi=u(P_n).$$
$$n=1,2,...,N. \tag{8}$$

Третий способ формирования «виртуальной» антенной решетки основан на разложении поля в кольце, внутри которого лежит окружность $\xi$, с помощью отрезка следующего ряда (9):

$$u(\phi) = a_0 \cdot J_0(k_0 r) + \sum_{k=1}^{K-1} J_k(k_0 r) \cdot \left(a_k \cos(ik\phi) + b_k \sin(ik\phi)\right), \tag{9}$$

$$\frac{\partial u}{\partial \vec{n}}(\phi) = -a_0 \cdot k_0 \cdot J_1(k_0 r) + \sum_{k=1}^{K-1} \left( \frac{k \cdot J_k(k_0 r)}{r} - k_0 \cdot J_{k+1}(k_0 r) \right) \times \left(a_k \cos(ik\phi) + b_k \sin(ik\phi)\right),$$

где $J_k$ - функция Бесселя *k*-го порядка.

Можно также использовать следующее, эквивалентное ранее приведенному, представление поля (10):

$$u(\phi) = \sum_{m=0}^{M-1} J_m(k_0 r) \cdot c_m \cdot \exp\left[ i \left( m - \frac{M-1}{2} \right) \phi \right], \tag{10}$$

$$\frac{\partial u}{\partial \vec{n}}(\phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \left( \frac{m \cdot J_m(k_0 r)}{r} - k_0 \cdot J_{m+1}(k_0 r) \right) \times c_m \cdot \exp\left[ i \left( m - \frac{M-1}{2} \right) \phi \right].$$

Тогда, введя следующие обозначения (11, 12, 13):

$$I_1(m, M, k_0, x, y) = \left( \frac{m \cdot J_m(k_0 r)}{r} - k_0 \cdot J_{m+1}(k_0 r) \right) \times \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left[ i \left( m - \frac{M-1}{2} \right) \phi \right] \cdot \cdot H_0^1 \left( k_0 \sqrt{\left( r\cos(\phi) - x \right)^2 + \left( r\sin(\phi) - y \right)^2} \right) d\phi, \tag{11}$$

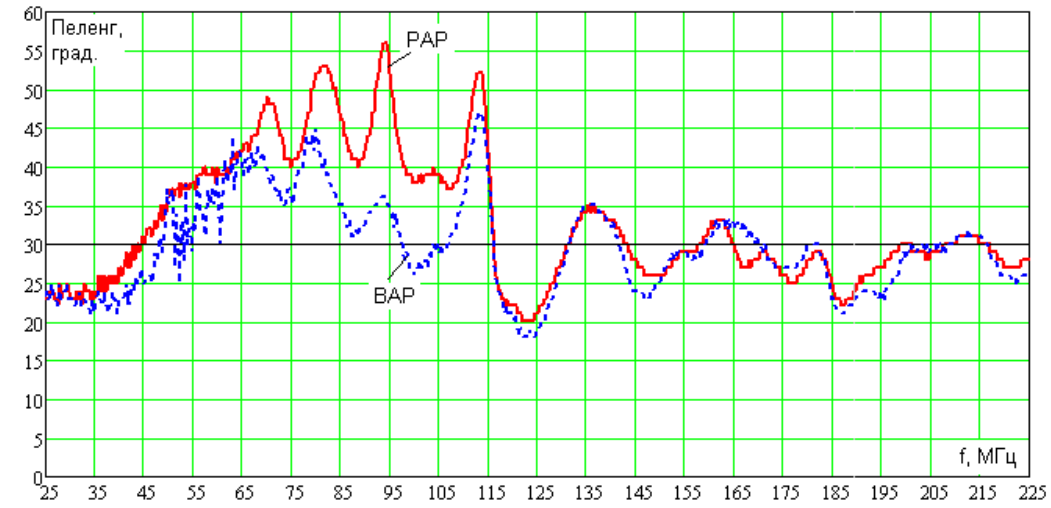
$$I_2(m, M, k_0, x, y) = J_m(k_0 r) \times \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left[ i \left( m - \frac{M-1}{2} \right) \phi \right] \cdot \cdot \frac{-k_0 \left( J_1(k_0 \rho) + i \cdot N_1(k_0 \rho) \right)}{\rho} \times \left[ \cos(\phi) \left( r\cos(\phi) - x \right) + \sin(\phi) \left( r\sin(\phi) - y \right) \right] d\phi, \tag{12}$$

$$\rho = \sqrt{\left( r \cdot \cos(\phi) - x \right)^2 + \left( r \cdot \sin(\phi) - y \right)^2}, \tag{13}$$

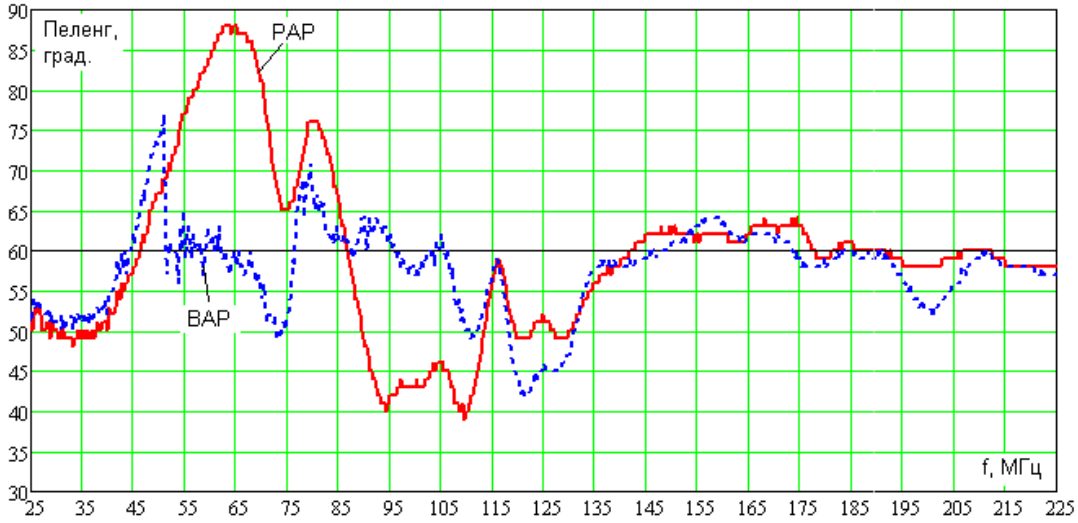
тогда система уравнений относительно неизвестных коэффициентов ряда Фурье, описывающих поле на контуре $\xi$, может быть записана в виде (14):

$$\sum_{m=0}^{M-1} c_m \left( I_1(m, M, k_0, x_n, y_n) - I_2(m, M, k_0, x_n, y_n) \right) = u(x_n, y_n),$$
$$n = 1, ..., N. \tag{14}$$

Частотные зависимости пеленгов, измеренных «виртуальной» (радиусом 2 м) и «реальной» (радиусом 0.5 м) антенной решетками, показаны на рис. 1.




а)




б)

Рис. 1. Частотные зависимости пеленга, измеренные с помощью «реальной» (РАР) и виртуальной (ВАР) антенной решетки: а) – истинный азимут ИРИ – 30°; б) – истинный азимут ИРИ – 60°

При моделировании учитывались инструментальные ошибки измерения: максимальная погрешность измерения амплитуды составляла 0.5 дБ; максимальная погрешность измерения фазы составляла 1.5° (по критерию $3\sigma$).

Из рис. 1 видно, что использование предложенного способа формирования «виртуальных» антенных решеток позволяет существенно повысить точность пеленгования в резонансной области частот, как в смысле уменьшения максимальной погрешности пеленгования, так и в смысле уменьшения среднеквадратической погрешности пеленгования.

## 3. Заключение

Таким образом, в настоящей работе показана перспективность формирования «виртуальной» антенной решетки с помощью отыскания непрерывного распределения вспомогательных источников, основанного на использовании ряда Фурье.

Направление дальнейших исследований должно быть ориентировано на поиск методов формирования «виртуальных» антенных решеток, позволяющих более точно аппроксимировать пространственное распределение поля вблизи рассеивателя, а также обладающих большей устойчивостью к ошибкам измерения амплитуд и фаз сигналов.

## 4. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10109).

## Литература

1. Zhou C., Shi Z., Gu Y. and Zhang Y. D., Coarray Interpolation-Based Coprime Array Doa Estimation Via Covariance Matrix Reconstruction, 2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Calgary, AB, 2018, pp. 3479-3483.
2. Lin M., Cao L., Ouyang J., Shi W. and An K., DOA estimation using virtual array technique for noncirlular signals, 2012 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Huangshan, 2012, pp. 1-5.
3. Liu C.-L., Vaidyanathan P. P., and Pal P., Coprime coarray interpolation for DOA estimation via nuclear norm minimization, in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., Jul. 2016, pp. 2639-2642.
4. Mahmud T. H. A., Ye Z., Shabir K., Zheng R. and Islam M. S., Off-Grid DOA Estimation Aiding Virtual Extension of Coprime Arrays Exploiting Fourth Order Difference Co-Array with Interpolation, in IEEE Access, vol. 6, pp. 46097-46109, 2018.
5. Lee S., Kim S.-C., Logarithmic-Domain Array Interpolation for Improved Direction of Arrival Estimation in Automotive Radars. Sensors 2019, 19, 2410.

## References

1. Zhou C., Shi Z., Gu Y. and Zhang Y. D., Coarray Interpolation-Based Coprime Array Doa Estimation Via Covariance Matrix Reconstruction, 2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Calgary, AB, 2018, pp. 3479-3483.
2. Lin M., Cao L., Ouyang J., Shi W. and An K., DOA estimation using virtual array technique for noncirlular signals, 2012 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Huangshan, 2012, pp. 1-5.
3. Liu C.-L., Vaidyanathan P. P., and Pal P., Coprime coarray interpolation for DOA estimation via nuclear norm minimization, in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., Jul. 2016, pp. 2639-2642.
4. Mahmud T. H. A., Ye Z., Shabir K., Zheng R. and Islam M. S., Off-Grid DOA Estimation Aiding Virtual Extension of Coprime Arrays Exploiting Fourth Order Difference Co-Array with Interpolation, in IEEE Access, vol. 6, pp. 46097-46109, 2018.
5. Lee S., Kim S.-C., Logarithmic-Domain Array Interpolation for Improved Direction of Arrival Estimation in Automotive Radars. Sensors 2019, 19, 2410.

# ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ФАЗОРАЗНОСТНОЙ ГИПЕРБОЛИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ ПО НЕЗАВИСИМЫМ ПРОГРАММНО-ЗАДАННЫМ ТРАЕКТОРИЯМ

В.К. Маршаков[1], А.Д. Кононов[2], А.А. Кононов[2]

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

**Аннотация.** На основе анализа разработанных методов обработки информационных сигналов в канале радиоуправления исследуется созданный макет системы управления движением мобильных агрегатов, включающий координатомерный навигатор, фазоизмерительное устройство и специализированное вычислительное устройство с выходом на исполнительные механизмы.

**Ключевые слова:** система управления; мобильный объект; канал радиоуправления; фазоизмерительное устройство; специализированное вычислительное устройство.

# FUNCTIONAL DIAGRAM OF A PHASE-DIFFERENCE HYPERBOLIC SYSTEM OF AUTOMATIC CONTROLLING MOTION OF MOBILE OBJECTS ON AN INDEPENDENT PROGRAM – PLANNED TRAJECTORY

V.K. Marshakov[1], A.D. Kononov[2], A.A. Kononov[2]

[1]Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia
[2]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russia

**Abstract.** On the basis of the analysis of designed methods of information signals handling in the channel of radio control the created experimental model of the of mobile aggregates motion control system, which includes the coordinate-measuring navigator, the phase-measuring device and the specialized computing mechanism with output to operating mechanisms, is examined.

**Keywords:** control system; mobile object; radio control channel; phase-measuring device; specialized computing mechanism.

## 1. Введение

Среди известных в настоящее время систем управления движением мобильных объектов (МО), содержащих фазоразностное гиперболическое координатомерное устройство и вычислительные блоки с выходом на исполнительные механизмы, расположенные на самоходных технологических машинах различного назначения [1–6], классической можно считать систему, которая состоит из четырех неподвижных [7–8] полевых приемно-передающих устройств, расположенных по границам используемого в данной технологической операции рабочего пространства, и бортовых приемников с фазометрическими блоками, размещенных [9–10] на перемещающихся по участку управляемых МО.

## 2. Анализ предыдущих исследований

Фиксированные устройства работают по принципу временной селекции поочередно на одинаковых частотах. При этом одно приемно-передающее устройство работает в режиме ведущего, остальные в режиме ведомых. Последовательность работы приемно-передающих устройств обеспечивается системой старт-стопной синхронизации. Для разрешения многозначности фазового отсчета каждое приемно-передающее устройство наряду с сигналом точной сетки отсчета дополнительно излучает сигналы грубой и сверх грубой сеток отсчета.

Недостатками данной системы, снижающими точность определения местоположения МО, усложняющими систему, повышающими стоимость и снижающими ее надежность, являются присутствие старт-стопной синхронизации, наличие управляемых фазовращателей в передающих устройствах, расположение фазометрических блоков на подвижном объекте, сложность реализации на основе данной системы автоматизированного управления «отрядом» самоходных технологических машин, так как на каждом подвижном агрегате для преобразования выходных сигналов фазометрических устройств в текущие координаты объекта должен быть установлен свой вычислительных блок. Кроме того, необходимо еще одно, общее для всех МО, вычислительное устройство с каналами связи для передачи информации о текущих координатах самоходных технологических машин и команд для централизованного управления отрядом агрегатов.

## 3. Разработка макета системы управления движением МО

Предлагаемая система в целом является упрощением рассмотренной выше и предназначена для повышения технико-экономических показателей работы самоходных технологических машин, а также предполагает возможность использования ее для создания автоматической системы управления движением группы подвижных МО.

Поставленная цель достигается тем, что в отличие от традиционной системы сопровождения МО, содержащей координатомерное устройство, вычислительный блок, канал радиоуправления с выходом на исполнительные механизмы, расположенные на самоходной технологической машине, в предлагаемом фазоразностном гиперболическом координатомерном устройстве передатчик установлен на управляемом агрегате, а три идентичных приемника находятся по углам рабочего поля и связаны с фазометрическими блоками, выходные сигналы которых преобразуются специализированным вычислительным устройством в текущие координаты декартовой системы. На рисунке 1 изображена функциональная схема предлагаемой системы для управления движением МО, на рисунке 2 – функциональная схема радиопередающего устройства с блоком формирования модулирующих частот грубого и точного отсчетов, а на рисунке 3 – функциональная схема приемного устройства.

Система управления движением МО, представленная на рисунке 1, включает передатчик 1, блок формирования модулирующих частот грубого и точного отсчетов 2, приемники 3, 4, 5, фазометрические блоки 6, 7 с устройствами выделения и преобразования частоты грубого и точного отсчета, вычислительное устройство 8,

определяющее по измеренным разностям фаз текущее местоположение движущегося объекта в декартовой системе координат.

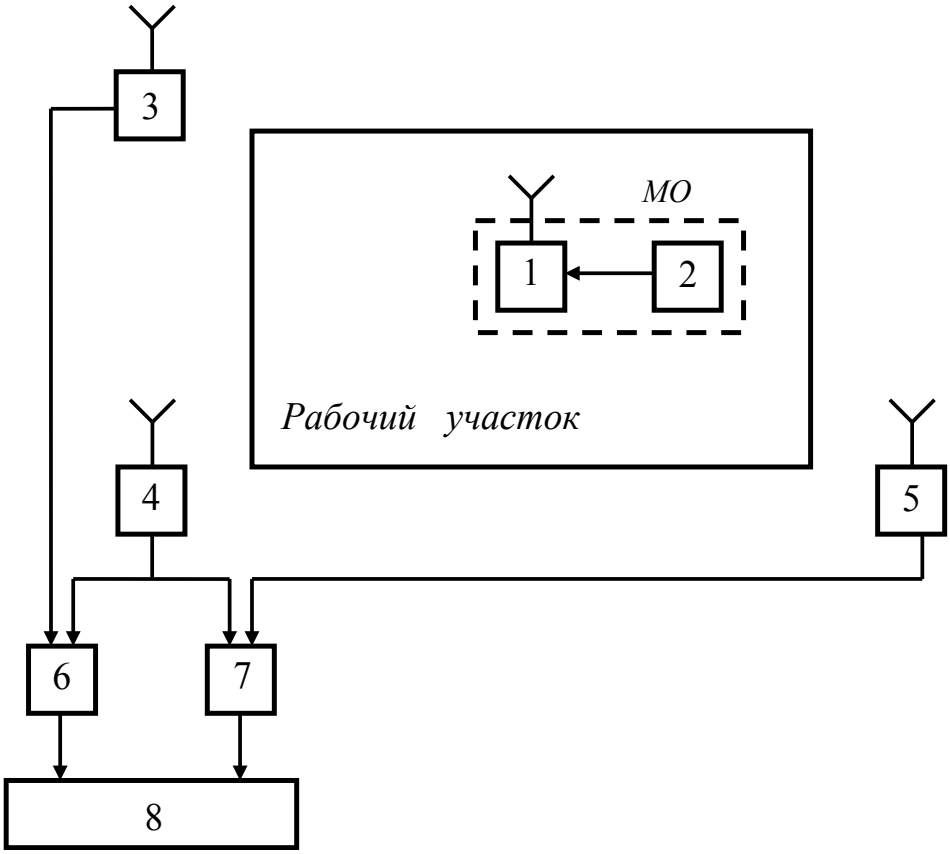



Рис. 1. Схема макета системы автоматического управления движением мобильного объекта

Функциональная схема радиопередатчика с блоком формирования модулирующих частот грубого и точного отсчетов (рисунок 2) состоит из передатчика 9, опорного кварцевого генератора 10, сумматора 11, делителя частоты 12.

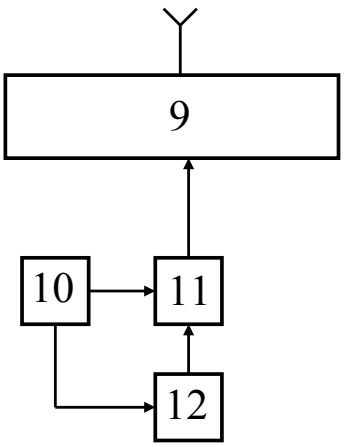



Рис. 2. Передающее устройство системы управления и блок формирования модулирующих сигналов

Функциональная схема приемного устройства (рисунок 3) содержит супергетеродинные приемники 13, 14, 15, избирательные фильтры 16, 17, 18, 19, 20, 21,

смесители 22, 23, 24, кварцевый генератор 25, избирательные фильтры 26, 27, 28, фазоизмерительные блоки 29 (точный отсчет), 30 (грубый отсчет), вычислительное устройство 31.

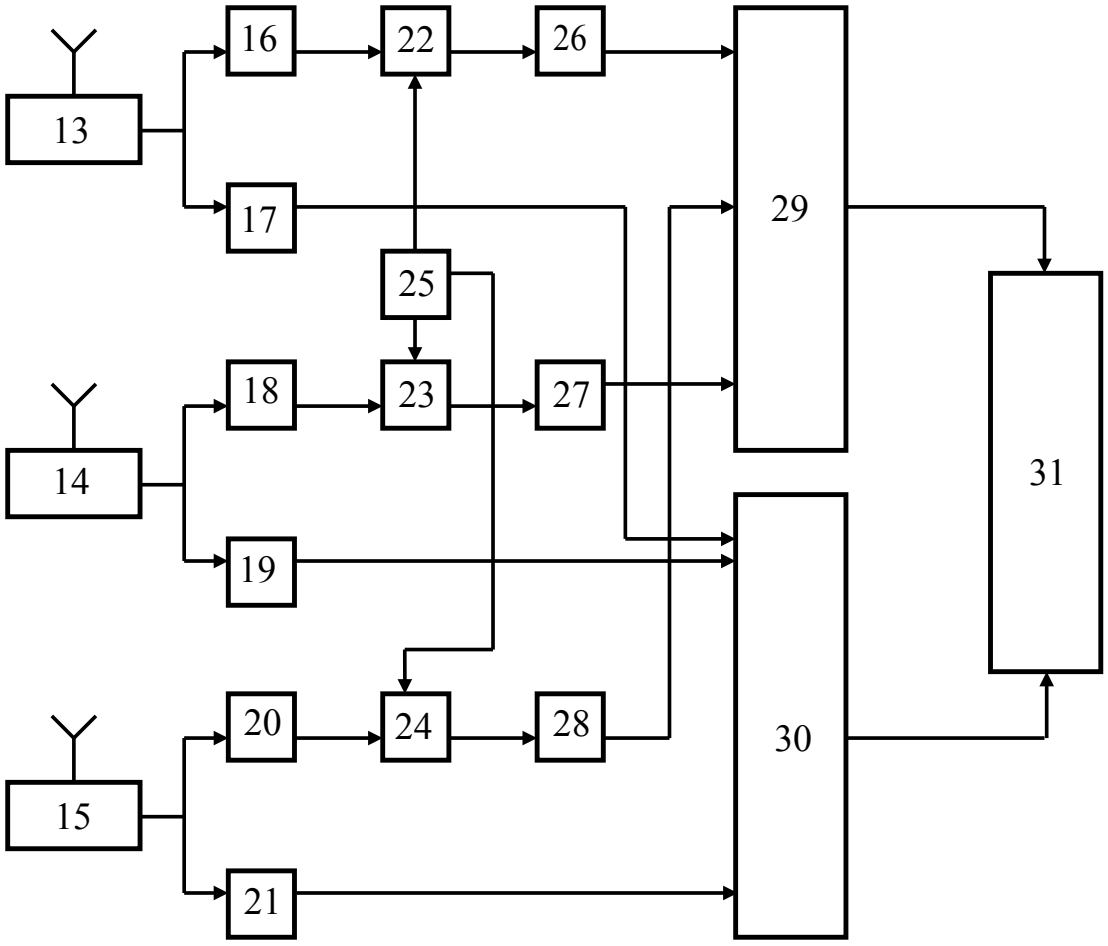



Рис. 3. Приемное устройство системы управления

Фазоразностная система работает следующим образом. Сигнал радиопередатчика 9, несущая частота которого 112,5 МГц, модулируется суммой сигналов с частотами 100 КГц и 4 МГц для грубого и точного отсчетов. Опорный кварцевый генератор 10 выдает сигнал частоты точного отсчета, поступающий на делитель частоты 12 с коэффициентом деления 40, на выходе которого формируется сигнал грубого отсчета. Сигналы грубого и точного отсчетов подаются на вход сумматора 11. Полученная сумма с выхода 11 используется для модуляции несущей частоты передатчика.

Радиосигнал, излучаемый антенной передатчика, принимается антеннами супергетеродинных приемников 13, 14, 15, с выхода которых колебание в виде суммы частот точного и грубого отсчетов поступает на фильтры 16, 18, 20 и 17, 19, 21, выделяющие соответственно указанные частоты 4 МГц и 100 КГц.

Для повышения точности определения координат измерение фаз точного отсчета производится на частоте 40 КГц, что достигается гетеродинным преобразованием, реализуемым смесителями 22, 23, 24, кварцевым генератором 25 и избирательными фильтрами 26, 27, 28 с частотой настройки 40 КГц.

Сигналы, соответствующие точному и грубому отсчетам, с выходов фильтров 26, 27, 28 и 17, 19, 21 попадают на фазометрические блоки 29 и 30 дискретного типа, а с них поступают в вычислительное устройство 31, которое преобразует разности фаз сигналов приемников в текущие координаты МО и выдает значения этих координат в цифровой или любой иной форме, пригодной для последующего использования информации о положении мобильного объекта на рабочем участке.

В реализованной системе автоматического управления движением МО на пункте управления расположен передатчик команд управления, работающий на частоте 27,12 МГц с широтноимпульсной модуляцией с длительностью сигналов, пропорциональной величине отклонений текущей от программно-заданной в вычислительном устройстве траектории движения. На подвижном объекте (машине) установлен приемник команд управления, соединенный с электрогидравлическими исполнительными механизмами.

## 4. Обсуждение результатов

Такое построение координатомерного устройства позволяет существенно сократить число передатчиков и приемников, при этом с использованием всего одного передатчика отпадает необходимость старт-стопной синхронизации, что значительно упрощает систему. Требование высокой точности вождения мобильных агрегатов предполагает использование вычислительного блока для определения координат объекта по измеренным значениям разности фаз и формирования соответствующих команд управления. В связи с этим размещение вычислительного устройства и фазометрических блоков в стационарных позициях предпочтительнее. Кроме того, предлагаемый вариант построения системы управления позволяет использовать один вычислительный блок для вождения и централизованного контроля многих самоходных технологических машин различного назначения.

## 5. Заключение

Описанный макетный образец радионавигационной системы лишен многих перечисленных выше недостатков традиционных устройств сопровождения мобильных объектов и при проведении полевых испытаний показал функциональную работоспособность по измерению координат контрольных точек и формированию сигнала управления исполнительными механизмами технологических машин различного назначения.

## Литература

1. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Анализ систем траекторного сопровождения мобильных объектов с автоматическим управлением // Сб. докладов XXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2015. – Т.3, С.1296–1304.
2. Кононов А.Д., Кононов А.А. Разработка алгоритма определения координат и сигнала рассогласования в задаче автоматического управления мобильными объектами в дорожном строительстве // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. – Воронеж. – 2014. – № 1. – С. 84 – 89.

3. Кононов А.Д., Кононов А.А. Исследование возможностей создания координирующего программного устройства для реализации алгоритмов автоматического управления движением мобильных объектов // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. – Воронеж. – 2015. – № 1. – С. 9 – 13.
4. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Разработка элементов радионавигационной системы ориентации для управления движением мобильных объектов // Сб. докладов XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2013. – Т.3, С.1850–1857.
5. Кононов А.Д., Кононов А.А., Иванов С.А. К вопросу оптимизации информационных систем передачи команд управления через анизотропные среды // Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах –№.1-2 (11-12). – 2018. – С. 29 – 34.
6. Кононов А.Д., Кононов А.А., Готовцева А.Е. К вопросу о влиянии рассогласования по поляризации информационного сигнала и характеристик антенн в магнитоактивном канале распространения на эффективность систем связи и управления // Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах – 2018. – № 1-2 (11-12). – С. 66 – 69.
7. Маршаков В.К.,
Кононов А.Д., Кононов А.А. Экспериментальное определение точности нахождения координат радионавигационной системой ориентации мобильных объектов // Сб. докладов XXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2016. – Т.3, С.1304 – 1312.
8. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Анализ вариантов обработки выходных сигналов разностно-дальномерной навигационной системы для согласования с исполнительными механизмами мобильного объекта // Сб. докладов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2017. – Т.1, С.813 – 821.
9. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Экспериментальные исследования разностно-дальномерной системы управления движением мобильных объектов // Сб. докладов XXIV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2018. – С. 300–309.
10. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Некоторые характеристики эффективности передачи информации при распространении поляризованного сигнала через магнитоактивные среды // Сб. докладов XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2019. – С.381–392.

## REFERENCES

1. Marshakov V. K., Kononov A. D., Kononov A. A. The analysis of systems of trajectory support of computer-controlled mobile objects. // The collection of the reports of XXI International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2015, vol. 3, pp. 1296–1304.
2. Kononov A. D., Kononov A. A. Development of the algorithm of definition of coordinates and error signal in the problem of automatic controlling mobile objects in road building // The Bulletin of the Voronezh state university. A series: The systems analysis and information techniques, 2014, No. 1. – Pp. 84-89.
3. Kononov A. D., Kononov A. A. Research of possibilities of creating a coordinating timing unit for embodying algorithms of automatic controlling movement of mobile objects // The Bulletin of the Voronezh state university. A series: The systems analysis and information techniques, 2015, No. 1. – Pp. 9-13.
4. Marshakov V. K., Kononov A. D., Kononov A. A. Development of elements of a radio navigational position sensing system for a movement control of mobile objects // The collection of the reports of XIX International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2013, vol. 3, pp. 1850–1857.

5. Kononov A. D., Kononov A. A., Ivanov S. A. To the problem of optimization of information systems of transmission of control commands through anisotropic medium // Information techniques in building, social and economical systems, 2018, No. 1-2(11-12). – Pp. 29-34.
6. Kononov A. D., Kononov A. A., Gotovtseva A. E. To the problem on influence of the mismatch on polarization of the information signal and performances of antennas in the magnetoactive channel of distribution on effectiveness of communication and control systems // Information techniques in building, social and economical systems, 2018, No. 1-2(11-12). – Pp. 66-69.
7. Marshakov V. K., Kononov A. D., Kononov A. A. Experimental definition of the accuracy of determining coordinates of a radio navigational mobile plants position sensing system. // The collection of the reports of XXII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2016, vol. 3, pp. 1304–1312.
8. Marshakov V. K., Kononov A. D., Kononov A. A. The analysis of variants of handling of output signals of difference-ranging navigator for coordination with the operating mechanisms of a mobile object. // The collection of the reports of XXIII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2017, vol. 1, pp. 813–821.
9. Marshakov V. K., Kononov A. D., Kononov A. A. Experimental researches of the difference ranging movement control system of mobile objects // The collection of the reports of XXIV International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2018, pp. 300–309.
10. Marshakov V. K., Kononov A. D., Kononov A. A. Some efficiency characteristics of information transfer at distribution of a polarized signal through magnetoactive medium // The collection of the reports of XXV International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2019, pp. 381–392.

# ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА СВЯЗАННЫХ ВИБРАТОРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЯХ

Н. Н. Горбатенко, В. В. Задорожный, А.Ю. Ларин, Н. И. Чиков

ФГУП «РНИИРС», Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Представлены результаты разработки широкополосной антенной решетки (АР) на связанных вибраторных излучателях. Приводятся расчетные диаграммы направленности при широкоугольном электронном сканировании на верхней и нижней частотах. По результатам макетирования сравниваются расчетные и экспериментальные частотные характеристики КСВ, коэффициента усиления и КПД.

**Ключевые слова:** антенная решетка на связанных излучателях; вибраторный излучатель, низкопрофильная, широкоугольное сканирование.

# WIDEBAND ANTENNA ARRAY WITH TIGHTLY COUPLED DIPOLE ELEMENT

N. N. Gorbatenko, V. V. Zadorozhnyy, A.Yu. Larin, N. I. Chikov

FSUE “RNIIRS”, Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** The paper describes the wideband dipole array with tightly coupled dipole element. Modeling result of scanning array pattern on upper and lower frequencies is presented. Prototyping provides the comparison of experimental and calculating frequency characteristics SWR, gain and efficiency.

**Keywords:** tightly coupled array, dipole array, low-height, wide-angle scan.

Интерес к широкополосным антенным решеткам (АР) растет, о чем свидетельствует увеличение количества публикаций по этой теме [1]. Это обусловлено возможностью снижения массогабаритных параметров и стоимости многофункциональных технических систем с широкополосными антенными устройствами (АУ), поскольку одно АУ может одновременно использоваться для приема и передачи радиосигналов в разных поддиапазонах, навигации, измерения расстояний и т.д.

Исторически наиболее широкополосными излучателями являлись щелевые излучатели продольного излучения, которые в случае экспоненциального профиля щели называют излучателями Вивальди, при этом их коэффициент перекрытия граничных частот рабочей полосы простирается до 10 [1]. Однако существенный недостаток этого типа излучателей – большая высота профиля, достигающая, в зависимости от рабочей полосы, $3\lambda_B$ [2], где $\lambda_B$ - длина волны верхней границы рабочего диапазона.

В последнее десятилетие активно исследуются широкополосные антенные решетки (АР) на основе связанных излучателей (в зарубежной литературе – Tightly Coupled Array – TCA). Если в обычных АР стремятся снизить взаимную связь между излучателями, то в АР со связанными излучателями, наоборот, увеличивают емкостную связь излучателей между собой, что дает возможность увеличить электрическую длину каждого излучателя в АР и расширить рабочий диапазон вниз по частоте [3, 4]. Это обеспечивает снижение высоты профиля АР по сравнению с

щелевыми излучателями продольного излучения при сохранении широкой рабочей полосе

Цель работы.

Расширение полосы рабочих частот АР и обеспечение широкоугольного сканирования на вибраторных излучателях.

Решаемые задачи.

1 Разработка конструкции сканирующей широкополосной АР на связанных вибраторных излучателях с высотой профиля не более $0{,}3\,\lambda_B$ и с коэффициентом перекрытия граничных частот рабочей полосы не менее 2.

2 Численное моделирование характеристик АР и их сравнение с экспериментальными..

Вибраторные излучатели характеризуются простой конструкцией, при этом применение для их реализации печатных технологий позволяет значительно удешевить изготовление и обеспечить высокую повторяемость характеристик. Для реализации АР использованы печатные линейки печатных вибраторов, установленные вертикально над экраном.

Для расширения полосы рабочих частот АР применялись следующие подходы:

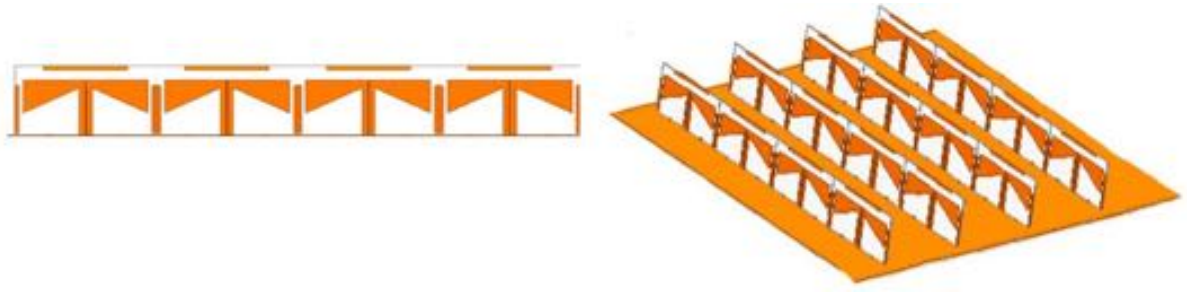
– использована сильная связь между излучателями;

– форма плечей излучателей выбрана треугольной;

– установлены дополнительные элементы - вертикальные полоски прямоугольной формы между соседними излучателями и горизонтальные полоски прямоугольной формы над каждым излучателем.

Внешний вид конструкции 4-элементной антенной линейки со связанными вибраторами излучателями приведен на рисунке 1а, модели 16-элементной АР – на рисунке 1б.

Линейки вибраторов и экран реализованы на фольгированном материале RO4003C. Возбуждение вибраторов осуществляется через отдельные разъемы, с которыми соединены г-образные полоски, расположенные на обратной стороне каждого излучателя антенной линейки. Стойки вибраторов соединены с экраном. Высота антенной линейки составляет $0{,}3\,\lambda_B$. Шаг размещения вибраторов выбран из условия отсутствия дифракционных лепестков на $\lambda_B$ при сканировании в секторе углов не менее ±60°.

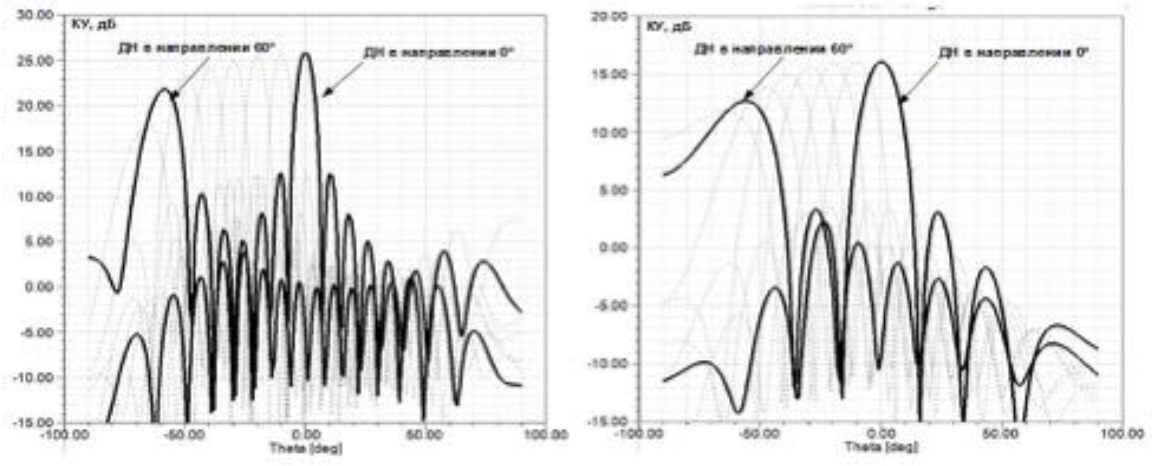


а) б)

Рис.1. Конструкция АР: а) 4-элементная антенная линейка; б)16-элементная АР.

Для оценки возможности электронного сканирования ДН использована электродинамическая модель 32-элементной АР, в которую вводились фазовые набеги между излучателями. Расчетные ДН на верхней и нижней рабочих частотах приведены на рисунке 2. АР позволяет выполнять электронное сканирование до ±60° на верхней и нижней частоте без возникновения дифракционных лепестков.

Для проверки характеристик разработанной широкополосной АР был изготовлен макет размером 8х8 элементов и измерены КСВ, коэффициент усиления (КУ) и КПД АР.



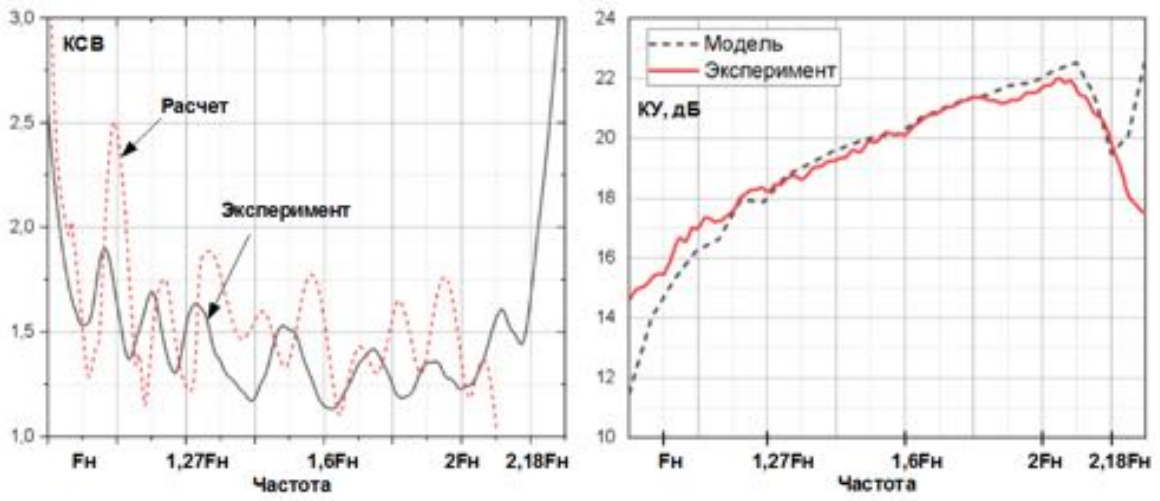

а) б)

Рис.2. Расчетные ДН: а) на верхней рабочей частоте; б) на нижней рабочей частоте.

Расчетная и экспериментальная частотные зависимости КСВ АР приведены на рисунке 3а. Перекрытие границ рабочего диапазона частот по уровню КСВ = 2 не менее 2,18. Амплитуда колебаний экспериментальной кривой ниже расчетной на величину от 15% до 24%, что можно объяснить недостаточной точностью электромагнитной модели АР для широкой полосы рабочих частот.

Расчетная и экспериментальная частотные зависимости КУ АР без отклонения ДН приведены на рисунке 3б. Изменение КУ в полосе рабочих частот составляет 6 дБ. Кривые имеют идентичный характер и практически совпадают друг с другом за исключением нижней рабочей частоты, где расхождение не превышает 7%.

Разработанный излучатель обеспечивает построение АР с высоким КПД не ниже 89% в рабочей полосе (рисунок 4а) для неотклоненной ДН.

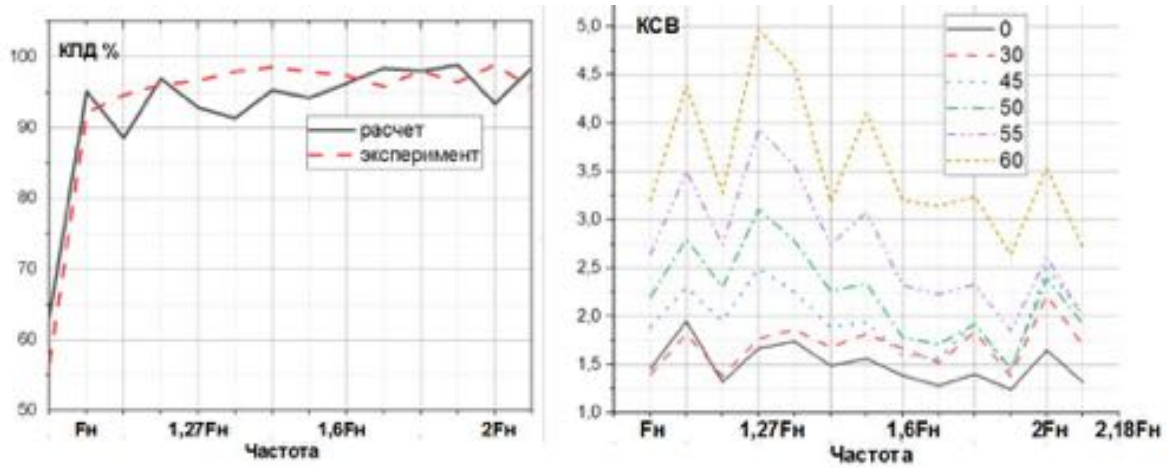



а) б)

Рис.3. Расчетные и экспериментальные частотные характеристики АР: а) КСВ; б) коэффициента усиления.

Результаты оценки зависимости КСВ от частоты при разных углах сканирования представлены на рисунке 4б. Так, при сканировании в секторе ±45° КСВ не превышает 2,5; а при сканировании в секторе ±50° КСВ не превышает 3,1.

Для оценки зависимостей, приведенных на рисунке 4б в целях снижения времени расчета использовалась модель АР со сниженным количеством частот анализа, поэтому характер кривой для неотклоненной ДН отличается от кривой, приведенной рисунке 3а.




а) б)

Рис.4. а) Расчетная и экспериментальная частотные характеристики КПД АР; б) расчетная зависимость КСВ от частоты при разных углах сканирования.

## Заключение

1 Представленная конструкция сканирующей широкополосной АР на связанных вибраторных излучателях при высоте профиля $0{,}3\,\lambda_B$ имеет коэффициент перекрытия граничных частот рабочей полосы 2,18. АР обеспечивает широкоугольное электронное

сканирование в секторе ±60° на верхней и нижней частотах без возникновения дифракционных лепестков.

2. Численное моделирование характеристик АР и их сравнение с экспериментальными показало близкое совпадение кривых с различием не более 24%.

## Литература


1. Задорожный В.В., Чиков Н.И. Развитие излучающих систем активных фазированных антенных решеток // Общие вопросы радиоэлектроники. 2019, № 1 (27), с.53 - 72.
2. Kindt R., Pickles W. “Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, Nov. 2010. no. 11, pp. 3568–3575.
3. Tzanidis I., Doane J.P., Sertel K., Volakis J.L. “Wheeler’s Current Sheet Concept and Munk’s Wideband Arrays,” *Proc. IEEE Int. Symp. Antenna and Propagation*, 2012.
4. Chen Y., Yang S., Nie Z. “A novel wideband antenna array with tightly coupled octagonal ring elements,” *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 124, 2012, pp.55 -70.


## References


1. Zadorozhnyy V.V., Chikov N.I. Razvitie izluchayushih system aktivnuh fazirovannyh antennyh reshetok. // Obshie voprosy radioelektroniki, 2019, No. 1 (27). - Pp. 53-72.
2. Kindt R., Pickles W. “Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, Nov. 2010. no. 11, pp. 3568–3575.
3. Tzanidis I., Doane J.P., Sertel K., Volakis J.L. “Wheeler’s Current Sheet Concept and Munk’s Wideband Arrays,” *Proc. IEEE Int. Symp. Antenna and Propagation*, 2012.
4. Chen Y., Yang S., Nie Z. “A novel wideband antenna array with tightly coupled octagonal ring elements,” *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 124, 2012, pp.55 -70.

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ЦИФРОВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ

Л. И. Аверина, Е. П. Никитенко

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Проведено экспериментальное исследование возможностей цифровой антенной решётки как адаптивного пространственного фильтра. Поиск оптимального по критерию минимума выходной мощности вектора весовых коэффициентов производился путём решения задачи минимизации квадратичной целевой функции методом наименьших квадратов двумя способами – на основе псевдообращения Мура-Пенроуза оценки корреляционной матрицы сигнальной смеси и на основе рекурсивного метода наименьших квадратов. Работоспособность алгоритмов оценивалась по количеству ошибочных битов после демодуляции выходного сигнала антенной решётки.

**Ключевые слова:** цифровая антенная решётка; адаптивная пространственная фильтрация; критерий минимума выходной мощности; алгоритм наименьших квадратов; обращение матрицы отсчётов.

# AN EXPERIMENTAL ASSESSMENT OF THE SPATIAL FILTERING CAPABILITIES OF SIGNALS FROM COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON DIGITAL PHASED ARRAY ANTENNAS BY THE CRITERION OF MINIMUM OUTPUT POWER

L. I. Averina, E. P. Nikitenko

Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Voronezh State University” (FSBEI HE «VSU»), Voronezh, Russia

**Abstract.** An experimental study of the digital antenna array adaptive spatial filtering capabilities is done. An optimal by criterion of minimum output power weight vector was calculate by solving the problem of minimization of the quadratic objective function by least square method. Two methods were used: Moore-Penrose pseudoinversion of corellation matrix estimation and recursive least squares algorithm. The performance of the algorithms was estimated by the number of errors bits after demodulation of the output signal of the antenna array.

**Keywords:** digital antenna array; adaptive spatial filtering; minimum power distortionless response; recursive least squares; sample matrix inversion.

## 1. Введение

Использование цифровых антенных решёток (ЦАР) позволяет значительно повысить помехоустойчивость систем радиосвязи за счёт возможностей цифрового адаптивного диаграммообразования. ЦАР обеспечивают возможность формирования провалов в диаграмме направленности (ДН) в направлениях на источники помех при максимально возможном сохранении полезного сигнала, т.е. осуществлять пространственную фильтрацию сигналов на фоне помех. Таким образом, выделение

полезной составляющей из смеси с помехами и шумом на основе различных методов и критериев адаптивного диаграммообразования позволяет поддерживать работоспособность систем связи в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

Цифровую (адаптивную) антенную решётку можно рассматривать как многоканальный адаптивный пространственный фильтр с перестраиваемыми весовыми коэффициентами, характеризующийся диаграммой направленности – амплитудно-

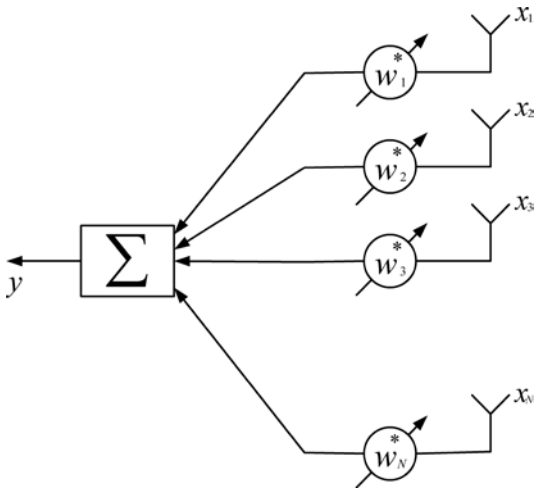



Рис. 1. Адаптивная антенная решётка

угловой характеристикой – которая с помощью комплексных весовых коэффициентов (ВК) может менять свою форму, обеспечивая требуемые значения в направлениях на источники принимаемых сигналов и помех.

Упрощённая схема адаптивной антенной решётки приведена на рис. 1. Выходной сигнал $y$ антенной решётки, состоящей из $N$ антенных элементов, может быть представлен в виде скалярного произведения вектора сигналов с выходов антенных элементов $\boldsymbol{X} = (x_1, \dots x_N)^T$ и вектора комплексных весовых коэффициентов $\boldsymbol{W}^* = (w_1, \dots w_N)^H$:

$$y = \boldsymbol{W}^H \boldsymbol{X} = \sum_{i=1}^{N} w_i^* x_i, \qquad (1)$$

где верхний индекс $T$ обозначает операцию транспонирования, $*$ – комплексного сопряжения, а $H$ – эрмитова сопряжения. Задача адаптивной пространственной фильтрации заключается в вычислении комплексных весовых коэффициентов $\boldsymbol{W}^H$, оптимальных по некоторому показателю. Критерий оптимальности выбирается исходя из условий решаемой задачи – доступной априорной информации, наличия опорного сигнала, возможности реализации.

## 2. Основные положения

В данной работе приведено экспериментальное исследование реальных возможностей цифровой антенной решётки как адаптивного пространственного фильтра в сравнении с потенциальными. Условия эксперимента состояли в следующем: в безэховой экранированной камере узкополосная восьмиэлементная цифровая антенная решётка с шириной главного лепестка ДН около 40° и уровнем боковых лепестков -9,5

дБ от максимума принимала сигнальную смесь, состоящую из информационного QPSK-сигнала, приходящего с определённого направления в пространстве, шумовой полосовой помехи и собственных шумов. В эксперименте варьировалось направление прихода шумовой помехи – в направлении на главный или боковой лепесток диаграммы направленности антенной решётки, отношение сигнал/шум (ОСШ), а также отношение сигнал/помеха (ОСП) в широких пределах. Далее, для получения выходного сигнала антенной решётки, выборка векторов сигналов с выходов антенных элементов умножалась на вектор весовых коэффициентов, рассчитанный для каждого из условий эксперимента по критерию минимума мощности. В каждом случае для получения оптимального вектора весовых коэффициентов решалась задача минимизации квадратичной целевой функции методом наименьших квадратов. Решения были получены двумя способами – на основе псевдообращения Мура-Пенроуза оценки корреляционной матрицы сигнальной смеси и на основе рекурсивного метода наименьших квадратов. Оценка работоспособности решения определялась по частоте появления ошибочных битов (bit error rate, BER) после демодуляции полученного выходного сигнала. Также контролировались глубина подавления шумовых помех и уровень ДН в направлении прихода полезного сигнала. Для сравнения экспериментально полученных результатов с потенциально возможными было проведено математическое моделирование для всех условий выполненного эксперимента.

Решение задачи поиска оптимальных весовых коэффициентов, используемое в настоящей работе, основано на концепции оптимального фильтра без искажений, гарантирующего, что любой неизвестный на приёмной стороне неслучайный сигнал, приходящий с известного направления, пройдёт через такой фильтр неискажённым и со сведённой к минимуму выходной мощностью шума. Причём, в случае, если шум является реализацией гауссовского случайного процесса, на выходе оптимального фильтра будет максимально правдоподобная оценка сигнала. Такой фильтр называется фильтром минимальной дисперсии (minimum variance distortionless response, MVDR). Однако для MVDR-решения, в котором минимизируется выходная мощность шума, требуется знание шумовой корреляционной матрицы, то есть необходима возможность оценки помеховой обстановки в отсутствие полезного сигнала, что не специфично для такого типа задач. Поэтому в данной работе был реализован фильтр по критерию минимума общей выходной мощности (minimum power distortionless response, MPDR), требующий знания только корреляционной матрицы общей входной сигнальной смеси и предположительного направления прихода полезного сигнала, накладывающего линейные ограничения на решение. Также, с целью сравнения производительности, были введены нулевые линейные ограничения на направления прихода помех – для случая, если эта информация является априорно известной. Полученное решение носит название линейно-ограниченного минимума выходной мощности (linearly constrained minimum power, LCMP) [1].

Итак, задача адаптивной пространственной фильтрации по критерию минимума выходной мощности заключается в минимизации мощности выходного сигнала адаптивной антенной решётки

$$E[|y|^2] = \boldsymbol{W}^H \boldsymbol{R}_x \boldsymbol{W} \quad (2)$$

при наличии ограничения $\boldsymbol{W}^H \boldsymbol{v}_s = 1$, заключающегося в отсутствии искажений входного сигнала. Здесь $\boldsymbol{R}_x$ – корреляционная матрица (её оценка) входной сигнальной смеси, $\boldsymbol{v}_s$ – управляющий вектор, определяющий геометрические фазовые задержки плоской волны, падающей с направления прихода полезного сигнала, на каждом элементе антенной решётки. После применения метода множителей Лагранжа нахождения условного экстремума функции, выражение для оптимальных весовых коэффициентов принимает вид

$$\boldsymbol{W}_o^H = \frac{{\boldsymbol{v}_s}^H \boldsymbol{R}_x^{-1}}{{\boldsymbol{v}_s}^H \boldsymbol{R}_x^{-1} \boldsymbol{v}_s}. \quad (3)$$

Или, для случая известных направлений прихода помех и дополнительных ограничений вида $\boldsymbol{W}^H \boldsymbol{C} = \boldsymbol{f}^H$,

$$\boldsymbol{W}_o^H = \boldsymbol{f}^H \frac{\boldsymbol{C}^H \boldsymbol{R}_x^{-1}}{\boldsymbol{C}^H \boldsymbol{R}_x^{-1} \boldsymbol{C}}, \quad (4)$$

где $\boldsymbol{C} = [\boldsymbol{v}_s \vdots \boldsymbol{v}_1 \vdots \boldsymbol{v}_2 \cdots \vdots \boldsymbol{v}_M]$ – матрица ограничений, $\boldsymbol{v}_{1\ldots M}$ – вектора, определяющие фазовые задержки для направлений прихода помех, $M$ – количество помех; $\boldsymbol{f}^T = [1\ 0\ 0 \cdots 0]$ – вектор значений для ограничений.

Как упоминалось, решения уравнений (3) и (4) в данной работе были получены двумя методами, различающимися процедурой вычисления обратной корреляционной матрицы $\boldsymbol{R}_x^{-1}$. Первый способ основан на прямой подстановке в решения (3) и (4) псевдообратной по Муру-Пенроузу оценки корреляционной матрицы

$$\widehat{\boldsymbol{R}}_x = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{X}(k) \boldsymbol{X}^H(k), \quad (5)$$

где $K$ – количество отсчётов в выборке входного сигнала, $k$ – номер отсчёта. В литературе этот метод носит название обращения матрицы отсчётов (sample matrix inverse, SMI) [1].

Второй способ – линейно-ограниченный рекурсивный алгоритм наименьших квадратов (linear constraints recursive least squares, LC RLS) – отличается введением рекурсивной процедуры обращения корреляционной матрицы и вычисления вектора ВК $\boldsymbol{W}(k)$ на $k$-м отсчёте путём коррекции решения $\boldsymbol{W}(k-1)$, полученного на предыдущих $k-1$ отсчётах, используя только новые данные $\boldsymbol{X}(k)$. Ниже приведена вычислительная процедура RLS-алгоритма с инициализацией [2].

$$\boldsymbol{R}_x^{-1}(0) = \delta^{-2} \boldsymbol{I}, \boldsymbol{\Gamma}(\boldsymbol{0}) = \boldsymbol{R}_x^{-1}(0) \boldsymbol{C}, \boldsymbol{\Psi}^{-1}(0) = [\boldsymbol{C}^H \boldsymbol{\Gamma}(0)]^{-1}, \boldsymbol{W}(0) = \boldsymbol{\Gamma}(0)\, \boldsymbol{\Psi}^{-1}(0) \boldsymbol{f} \quad (6.1)$$

*Для* $k = 1, 2, \cdots, K$

$$\boldsymbol{g}(k) = \frac{\boldsymbol{R}_x^{-1}(k-1) \boldsymbol{X}(k)}{\lambda + \boldsymbol{X}^H(k) \boldsymbol{R}_x^{-1}(k-1) \boldsymbol{X}(k)} \quad (6.2)$$

$$\boldsymbol{R}_x^{-1}(k) = \lambda^{-1} [\boldsymbol{R}_x^{-1}(k-1) - \boldsymbol{g}(k) \boldsymbol{X}^H(k) \boldsymbol{R}_x^{-1}(k-1)] \quad (6.3)$$

$$\boldsymbol{\nu}(k) = \boldsymbol{C}^H \boldsymbol{g}(k) \tag{6.4}$$

$$\boldsymbol{\eta}^H(k) = \boldsymbol{X}^H(k)\boldsymbol{\Gamma}(k-1) \tag{6.5}$$

$$\boldsymbol{I}(k) = \frac{\boldsymbol{\Psi}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\nu}(k)}{1 - \boldsymbol{\eta}^H(k)\boldsymbol{\Psi}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\nu}(k)} \tag{6.6}$$

$$\boldsymbol{\Psi}^{-1}(k) = \lambda[\boldsymbol{\Psi}^{-1}(k-1) + \boldsymbol{I}(k)\boldsymbol{\eta}^H(k)\boldsymbol{\Psi}^{-1}(k-1)] \tag{6.7}$$

$$\boldsymbol{\Gamma}(k) = \lambda^{-1}[\boldsymbol{\Gamma}(k-1) - \boldsymbol{g}(k)\boldsymbol{\eta}^H(k)] \tag{6.8}$$

$$\boldsymbol{W}(k) = \boldsymbol{W}(k-1) - [\boldsymbol{g}(k) - \lambda\boldsymbol{\Gamma}(k)\boldsymbol{I}(k)]\boldsymbol{X}^H(k)\boldsymbol{W}(k-1) \tag{6.9}$$

*Конец*

Здесь $\delta^2$ – параметр начальной регуляризации корреляционной матрицы; $\boldsymbol{I}$ – единичная матрица; $\boldsymbol{g}$ – вектор коэффициентов Калмана; $\lambda$ – параметр экспоненциального взвешивания.

## 3. Результаты эксперимента

Далее в пунктах (а) – (г), каждый из которых соответствует определённым условиям эксперимента, приведены данные, полученные в результате измерений. В каждом пункте приведены направления прихода полезного сигнала и помех, отношения сигнал/шум и сигнал/помеха, таблицы со значениями BER после демодуляции сигналов, полученных в результате адаптивной пространственной фильтрации по критерию минимума мощности с помощью LCMP-SMI и LCMP-RLS алгоритмов без ограничений на направления прихода помех и при их наличии. Также приведены графики зависимости значений глубины подавления шумовой помехи для каждого случая от отношения сигнал/помеха (рис. 2 (а)-(г)) и – для некоторых случаев – получившиеся диаграммы направленности, позволяющие визуально оценить результаты пространственной фильтрации (рис. 3 (а)-(г), 4 (а)-(г)). Все результаты получены на выборке входной сигнальной смеси в 4385 отсчётов. Однако, следует отметить, что такого объёма выборки в экспериментальных условиях, в отличие от моделирования, оказалось недостаточно для безусловной сходимости LCMP-RLS-алгоритма, что отразилось в чувствительности параметров инициализации, а именно значения параметра начальной регуляризации, к отношению сигнал/помеха. Эту проблему, возможно, решит динамическая регуляризация корреляционной матрицы, что, впрочем, приведёт к двукратному возрастанию вычислительной сложности алгоритма.

**а. Информационный сигнал приходит с направления 24°, шумовая полосовая помеха – с направления 44°, гармоническая помеха – с направления 97°; ОСШ = 10 дБ, ОСПгармоническая = - 10 дБ, ОСПшумовая = -51 … -2 дБ**

Таблица 1

| $ОСП_{шумовая}$, дБ | BER | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | Без ограничений на направления прихода помех | | С ограничениями на направления прихода помех | | Без адаптивной фильтрации |
| | LCMP-RLS | LCMP-SMI | LCMP-RLS | LCMP-SMI | |
| -2 | 0 | 0,2109 | 0 | 0,1016 | 0,1875 |
| -9 | 0 | - | 0 | - | - |
| -14 | 0 | - | 0 | - | - |
| -19 | 0 | - | 0 | 0,2578 | - |
| -24 | 0 | - | 0 | 0,2109 | - |
| -29 | 0 | - | 0 | 0,1133 | - |
| -34 | 0 | - | 0 | 0 | - |
| -39 | 0 | - | 0 | 0 | - |
| -41 | 0 | 0,1016 | 0 | 0 | - |
| -43 | 0 | 0,0996 | 0 | 0 | - |
| -45 | 0 | 0,1484 | 0 | 0 | - |
| -47 | 0 | 0,1836 | 0 | 0,0488 | - |
| -49 | 0 | 0,1367 | 0 | 0,0488 | - |
| -51 | 0,0996 | - | 0,1348 | 0,1484 | - |

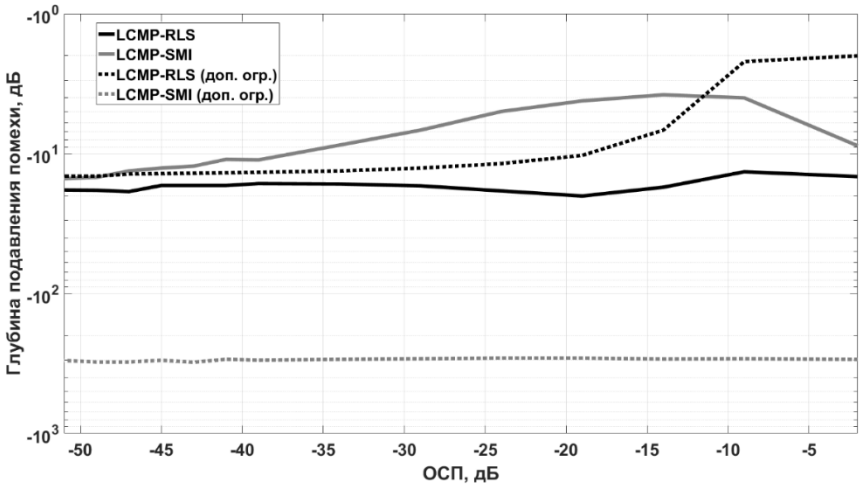



Рис. 2-а

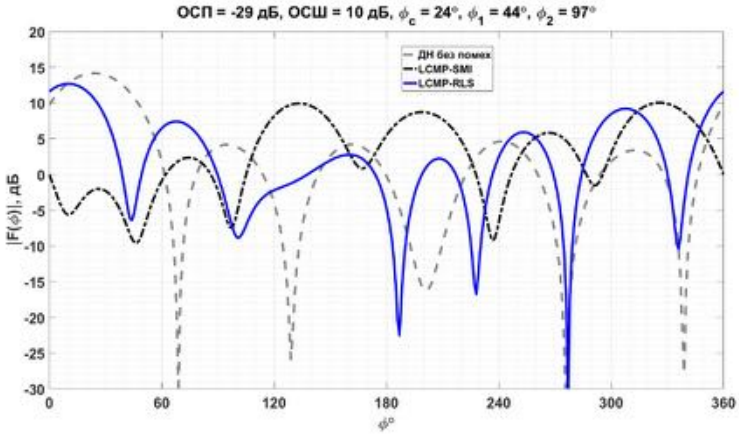


Рис. 3-а. Диаграммы направленности без введения дополнительных ограничений на направления прихода помех

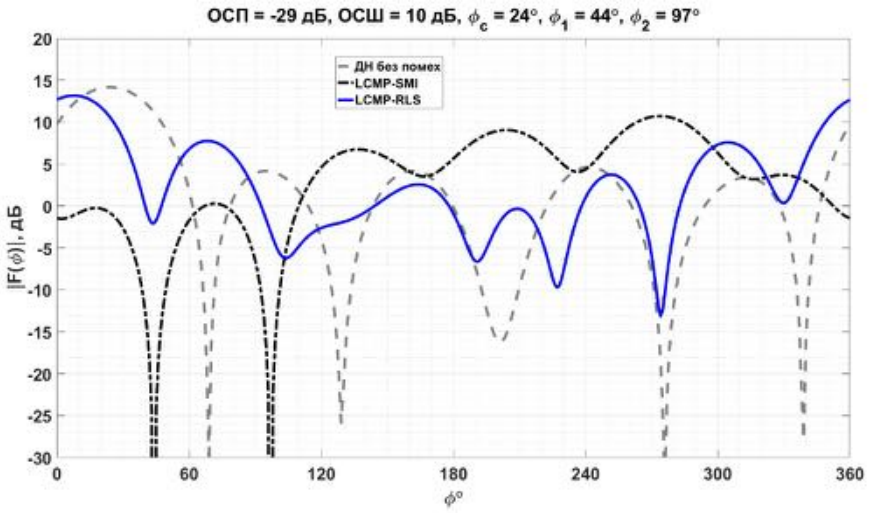



Рис. 4-а. Диаграммы направленности с дополнительными ограничениями на направления прихода помех

**б. Информационный сигнал приходит с направления 94°, шумовая полосовая помеха – с направления 32°; ОСШ = 10 дБ, ОСП = -45 … 0 дБ**

Таблица 2

| $ОСП_{шумовая}$, дБ | BER | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | Без ограничений на направления прихода помех | | С ограничениями на направления прихода помех | | Без адаптивной фильтрации |
| | LCMP-RLS | LCMP-SMI | LCMP-RLS | LCMP-SMI | |
| 0 | 0 | 0,2168 | 0 | 0,2148 | 0 |
| -5 | 0 | - | 0 | - | 0,1465 |
| -10 | 0 | 0,2324 | 0 | 0,2266 | - |
| -15 | 0 | - | 0 | 0,1836 | - |
| -20 | 0 | - | 0 | - | - |
| -25 | 0 | 0,1738 | 0 | 0,1699 | - |
| -30 | 0 | 0,0957 | 0 | 0,1504 | - |
| -35 | 0 | 0,0723 | 0 | 0,1738 | - |
| -40 | 0 | 0 | 0 | 0,1563 | - |
| -42 | 0 | 0,0371 | 0 | - | - |
| -43 | 0 | 0,0098 | 0 | - | - |
| -44 | 0 | 0,0781 | 0 | - | - |
| -45 | 0,0664 | 0,0957 | 0,0781 | - | - |

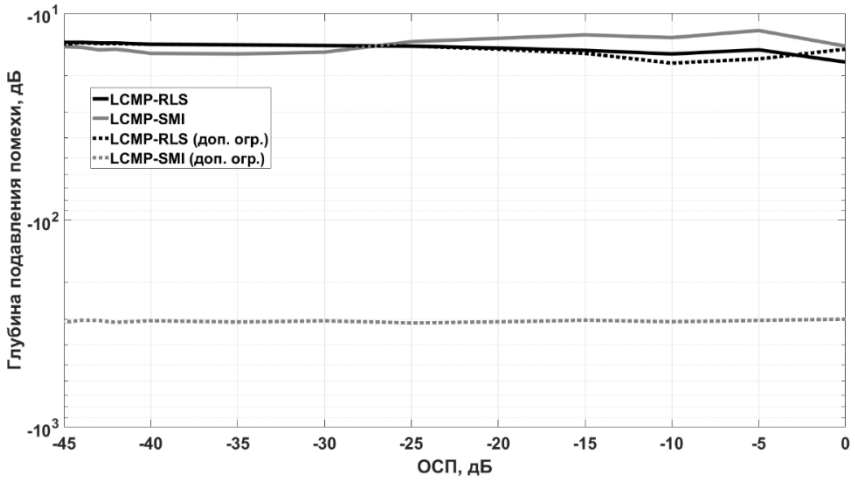



Рис. 2-б

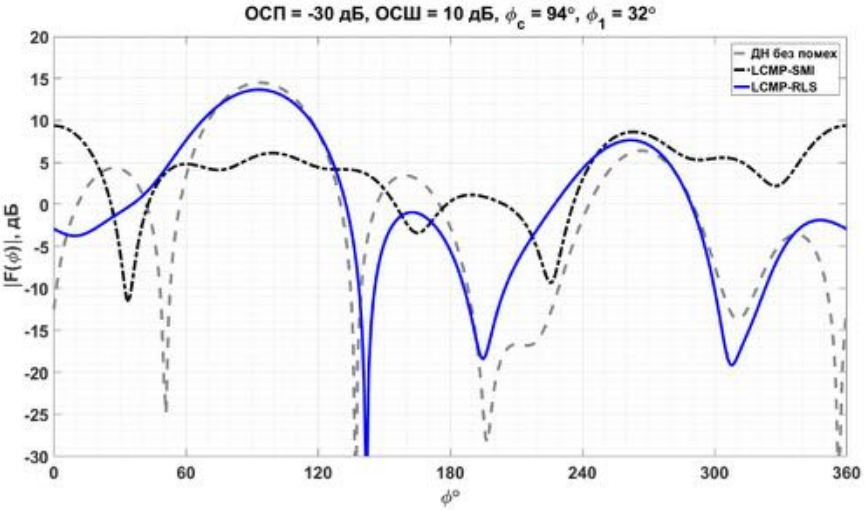



Рис. 3-б. Диаграммы направленности без введения дополнительных ограничений на направления прихода помех

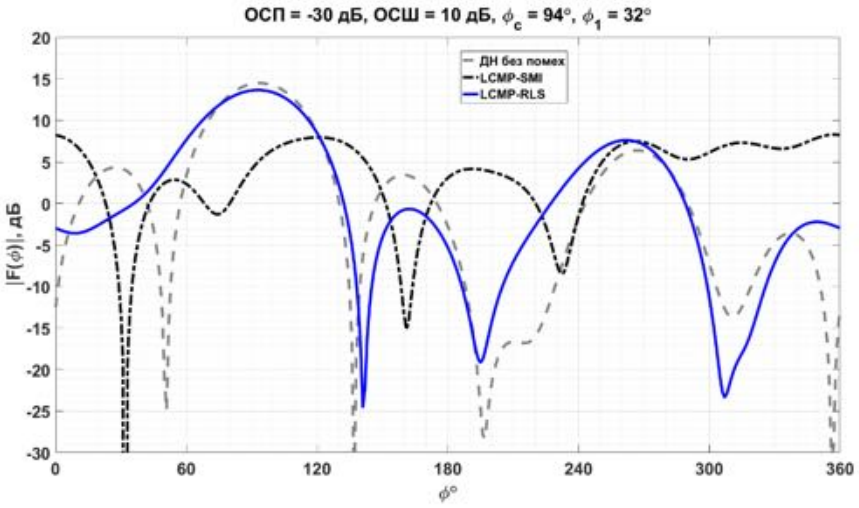



Рис. 4-б. Диаграммы направленности с дополнительными ограничениями на направления прихода помех

**в. Информационный сигнал приходит с направления 38°, шумовая полосовая помеха – с направления 21°; ОСШ уменьшалось за счёт уменьшения уровня сигнала, ОСП = -40 … 0 дБ**

Таблица 3

| ОСШ, дБ | $ОСП_{шумовая}$, дБ | BER | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | Без ограничений на направления прихода помех | | С ограничениями на направления прихода помех | | Без адаптивной фильтрации |
| | | LCMP-RLS | LCMP-SMI | LCMP-RLS | LCMP-SMI | |
| 40 | 0 | 0 | - | 0,1074 | - | 0,1699 |
| 35 | -5 | 0 | - | 0 | - | - |
| 30 | -10 | 0 | - | 0 | - | - |
| 25 | -15 | 0 | - | 0 | - | - |
| 22 | -18 | 0 | - | 0 | - | - |
| 21 | -19 | 0 | - | 0 | - | - |
| 20 | -20 | 0 | - | 0 | - | - |
| 18 | -22 | 0 | - | 0 | - | - |
| 15 | -25 | 0 | - | 0 | - | - |
| 12 | -28 | 0 | - | 0 | - | - |
| 10 | -30 | 0 | - | 0 | - | - |
| 5 | -35 | 0 | 0,2305 | 0 | 0,0039 | - |
| 4 | -36 | 0 | 0,1758 | 0 | 0,0723 | - |
| 3 | -37 | 0 | 0,1113 | 0 | 0,0391 | - |
| 2 | -38 | 0 | 0,1426 | 0 | 0 | - |
| 0 | -40 | 0 | 0,0762 | 0 | 0 | - |

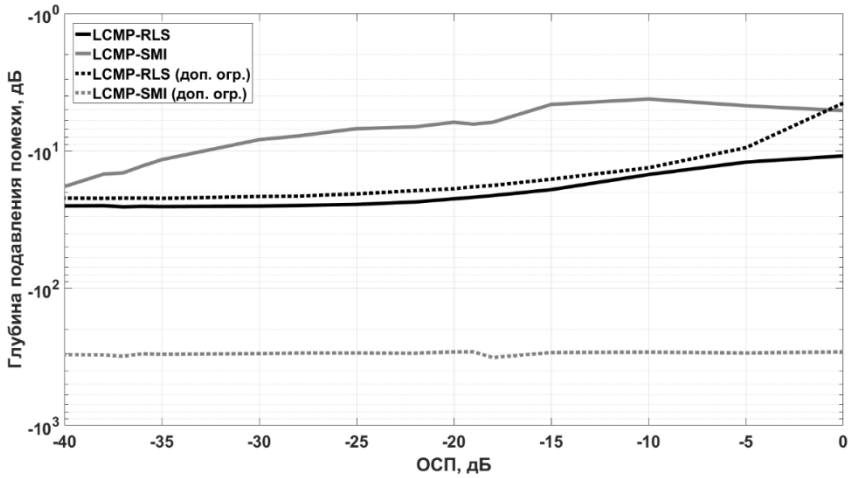



Рис. 2-в

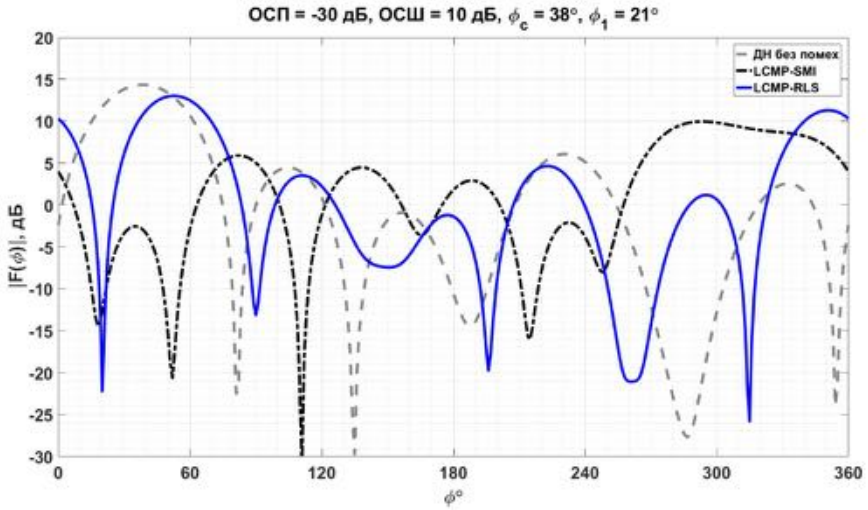



Рис. 3-в. Диаграммы направленности без введения дополнительных ограничений на направления прихода помех

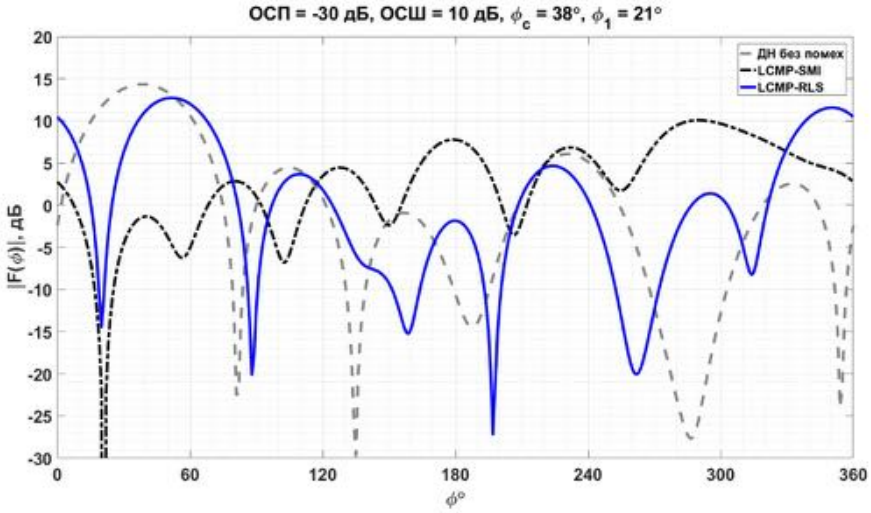



Рис. 4-в. Диаграммы направленности с дополнительными ограничениями на направления прихода помех

**г. Информационный сигнал приходит с направления 27°, шумовая полосовая помеха – с направления 36°; ОСШ = 12 дБ, ОСП = -32 … 0 дБ**

Таблица 4

| $ОСП_{шумовая}$, дБ | BER | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | Без ограничений на направления прихода помех | | С ограничениями на направления прихода помех | | Без адаптивной фильтрации |
| | LCMP-RLS | LCMP-SMI | LCMP-RLS | LCMP-SMI | |
| 0 | 0 | - | 0,1367 | - | 0,1660 |
| -5 | 0 | - | 0,1270 | - | - |
| -10 | 0 | - | 0 | - | - |
| -15 | 0 | - | 0 | - | - |
| -16 | 0 | - | 0 | - | - |
| -17 | 0 | - | 0 | - | - |
| -18 | 0 | - | 0 | - | - |

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| -19 | 0 | - | 0 | - | - |
| -20 | 0 | - | 0 | - | - |
| -21 | 0 | - | 0 | - | - |
| -22 | 0 | - | 0 | - | - |
| -25 | 0 | - | 0 | - | - |
| -29 | 0 | - | 0 | 0,2285 | - |
| -30 | 0 | 0,1348 | 0 | 0,1523 | - |
| -32 | 0 | 0,1641 | 0 | 0,1074 | - |

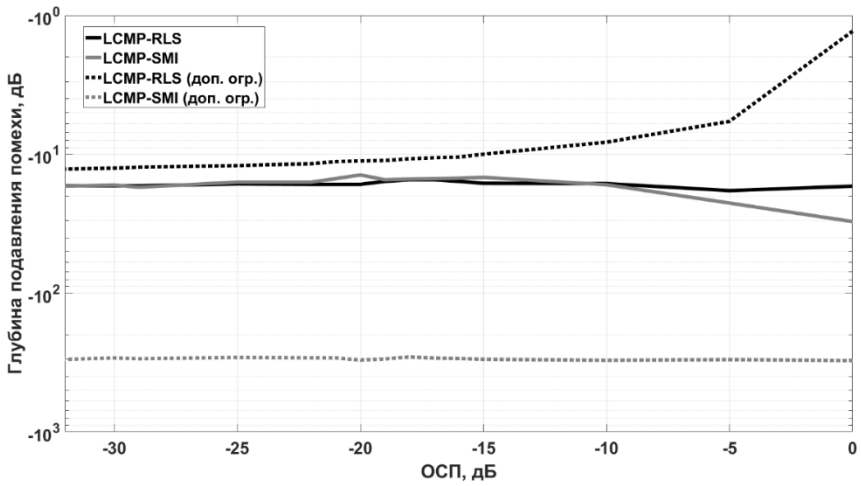



Рис. 2-г

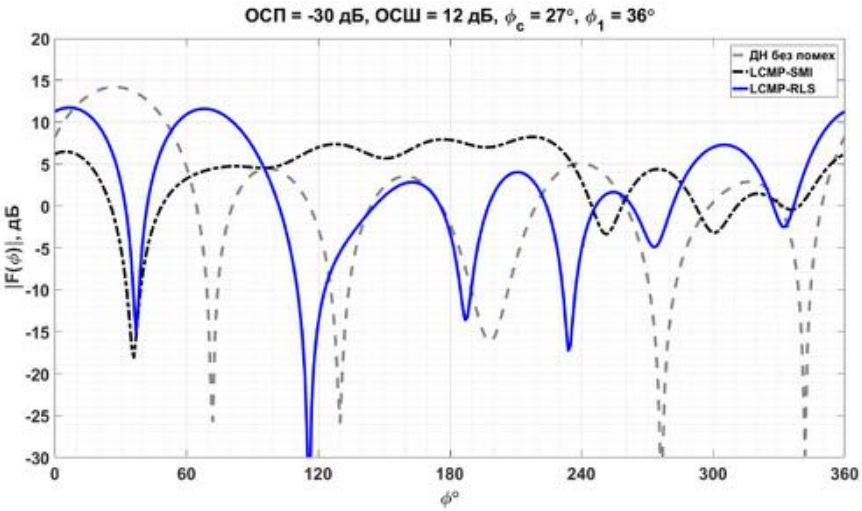



Рис. 3-г. Диаграммы направленности без введения дополнительных ограничений на направления прихода помех

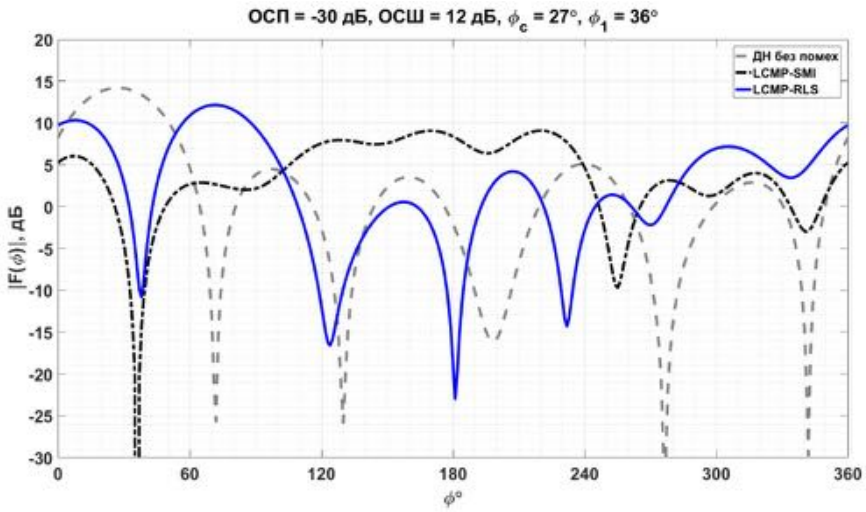



Рис. 4-г. Диаграммы направленности с дополнительными ограничениями на направления прихода помех

При моделировании условий проведённого эксперимента с учётом взаимного влияния антенных элементов для всех случаев частота появления ошибочных битов после демодуляции выходного сигнала пространственного фильтра оказывалась равной нулю. Рекурсивное решение задачи наименьших квадратов и решение с помощью непосредственного обращения оценки корреляционной матрицы входных сигналов привели к практически одинаковому результату (пример на рис.4, 5), причём, как уже упоминалось выше, рекурсивное решение на существующей выборке оказалось не чувствительно к значению параметра начальной регуляризации корреляционной матрицы $\delta^2$, что говорит о его хорошей сходимости. Глубина подавления без введения дополнительных ограничений на направления прихода помех оказалась равна примерно -60 дБ для LCMP-RLS-алгоритма и примерно -90 дБ для LCMP-SMI для всех случаев. Введение дополнительных ограничений увеличивает глубину подавления помех для LCMP-SMI-алгоритма до величины порядка -300 дБ и не вносит существенных изменений в работу LCMP-RLS-алгоритма.

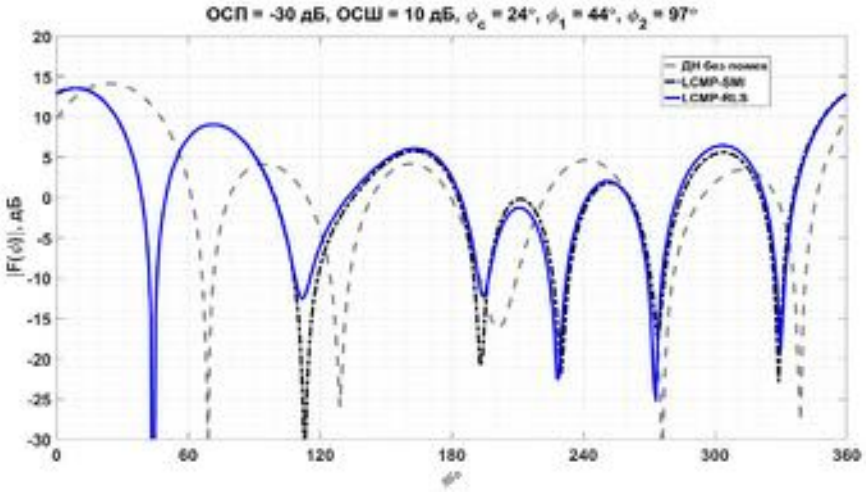



Рис. 5. Диаграммы направленности без дополнительных ограничений на направления прихода помех. Моделирование

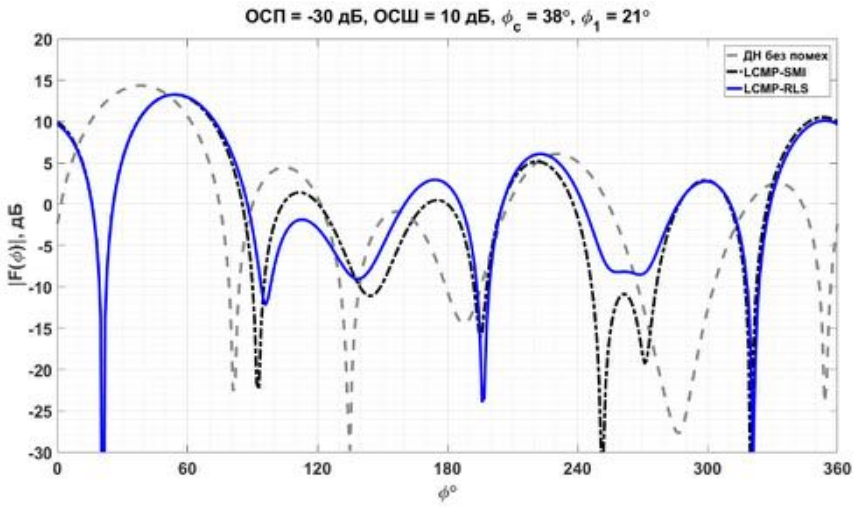



Рис. 6. Диаграммы направленности без дополнительных ограничений на направления прихода помех. Моделирование

## 4. Заключение

Исследование возможностей пространственной фильтрации продемонстрировало ожидаемое превосходство высоких потенциальных характеристик, оцененных при моделировании, над реальными, полученными экспериментально. Так, при использовании рекурсивного алгоритма наименьших квадратов поиска оптимального решения по критерию минимума выходной мощности основным показателем снижения реальной эффективности оказывается экспериментально достижимая глубина подавления помех, которая отличается от полученной при моделировании на величину порядка 40 дБ. Предельно допустимое рабочее отношение сигнал/помеха (по критерию отсутствия битовых ошибок после демодуляции) увеличивается при уменьшении углового разрешения сигнала и помехи и равно примерно -30 дБ при разрешении, меньшем 20°.

Метод непосредственного обращения корреляционной матрицы показал существенное ухудшение производительности по сравнению с рекурсивным методом. При примерно схожей или чуть худшей глубине подавления в отсутствие нулевых ограничений на направления прихода помех, непосредственное обращение матрицы приводит к появлению битовых ошибок при демодуляции сигнала, являющееся следствием значительного ослабления уровня ДН в направлении полезного сигнала практически во всех исследованных случаях. Также имеет место ухудшение эффективности работы SMI-алгоритма при попадании помехи в основной лепесток диаграммы направленности. Введение дополнительных ограничений приводит к появлению глубоких провалов величиной порядка -300 дБ в направлениях прихода помех, что несколько понижает количество битовых ошибок, однако, низкий уровень ДН в направлении полезного сигнала при исследуемых отношениях сигнал/шум не позволяет говорить о применимости этого метода в условиях эксперимента.

Разница между характеристиками адаптивной пространственной фильтрации на основе ЦАР, полученными экспериментально и в ходе моделирования, объясняется, прежде всего, декорреляцией сигналов в каналах решётки, обусловленной

невыполнением идеализирующих допущений, принятых для оптимального решения и заключающихся в точном соответствии управляющего вектора направлению на полезный сигнал, а также в условиях точечности источников сигнала и помех. Помимо прочего, влияние оказывает неидентичность характеристик каналов антенной решётки, конечная разрядность при цифровой обработке сигналов, приводящая к шумам квантования, и другие аппаратурные погрешности, связанные с аналого-цифровым преобразованием [3].

## Литература

1. Van Trees Harry L. Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York: John Wiley & Sons, 2002. – 1470 p.
2. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – Москва: Техносфера, 2013. – 528 с.
3. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. - 264 с.

## References

1. Van Trees Harry L. Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York: John Wiley & Sons, 2002. – 1470 p.
2. Gigan V. I. Adaptive Signal Filtering: Theory and Algorithms. – Moscow: Technosphere, 2013. – 528 p.
3. Ratinsky M. V. Adaptation and Super Resolution in Antenna Arrays. – M.: Radio and communication, 2003. - 264 p.

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ТЕМ РУПОРА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, К. В. Смусева, Н. С. Сбитнев

ФГБОУ ВО «Воронежский Государственный Университет», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Экспериментальным способом с помощью метода замещения получены значения коэффициента усиления сверхширокополосного ТЕМ рупора с неоднородным диэлектрическим заполнением пространства между его лепестками. Также были найдены значения коэффициента отражения исследуемой антенны. Проведенное сравнение экспериментальных результатов с полученными ранее в модели показывает их высокую степень сходимости.

**Ключевые слова:** ТЕМ рупор; диэлектрические линзы; трехмерная печать; метод замещения.

# EXPERIMENTAL RESEARCH OF ULTRAWIDEBAND TEM-HORN'S CHARACTERISTICS WITH DIELECTRIC FILLING

A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, K. V. Smuseva, N. S. Sbitnev

Voronezh State University, Voronezh, Russia

**Abstract.** Using the substitution method, the gain values of an ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric filling of the space between its leaves are obtained experimentally. The reflectance values of the studied antenna were also found. The comparison of experimental results with those obtained previously in the model shows their high similarity.

**Keywords:** TEM horn; dielectric lenses; 3D printing; method of substitution.

## 1. Введение

ТЕМ рупоры нашли широкое применение в различных системах сверхширокополосной радиосвязи и локации. В последние годы было опубликовано немало работ, посвященных исследованиям различных диэлектрических структур, которые могут быть использованы для повышения характеристик ТЕМ рупоров [1,2]. Исследуемый в работе метод заполнения диэлектриком пространства между лепестками антенны использует технологию трехмерной печати и позволяет существенно улучшить характеристики согласования и направленности антенны, что было показано в [3]. В настоящей работе приведено сравнение экспериментальных и полученных с помощью моделирования значений коэффициента усиления антенны в главном направлении в диапазоне от 1 до 10 ГГц.

## 2. Синтез структуры с распределенной диэлектрической проницаемостью

Варьирование диэлектрической проницаемости ε позволяет повысить коэффициент усиления антенны в главном направлении за счет выравнивания фронта волны, распространяющейся между лепестками антенны. В целом, данная идея базируется на предположении о существовании точечного фазового центра, в котором возбуждается электромагнитная волна. Диэлектрическая проницаемость среды выбирается так, чтобы

обеспечить одинаковое время прихода электромагнитной волны к плоскости раскрыва ТЕМ-рупора.

Опуская подробный вывод выражения для распределения ε в зависимости от угла распространения луча, можем воспользоваться выражением, полученным в работе [3]:

$$\varepsilon\,(x,y) = \frac{(H_2/2)^2 + (B_2/2)^2 + (L_2+p)^2}{x^2+y^2+(L_2+p)^2}, \qquad (1)$$

где $x$ и $y$ – координаты отклонения точки на плоскости раскрыва от центра, $L_1$ = 10 мм, $L_2$ = 120 мм, $B_1$ = 9 мм, $B_2$ = 130 мм, $H_1$ = 2 мм, $H_2$ = 80 мм - геометрические размеры рупора, а $p$ – расстояние от плоскости перехода линии запитки в лепестки до фазового центра. Исследованный рупор и его размеры представлены на рисунке 1.

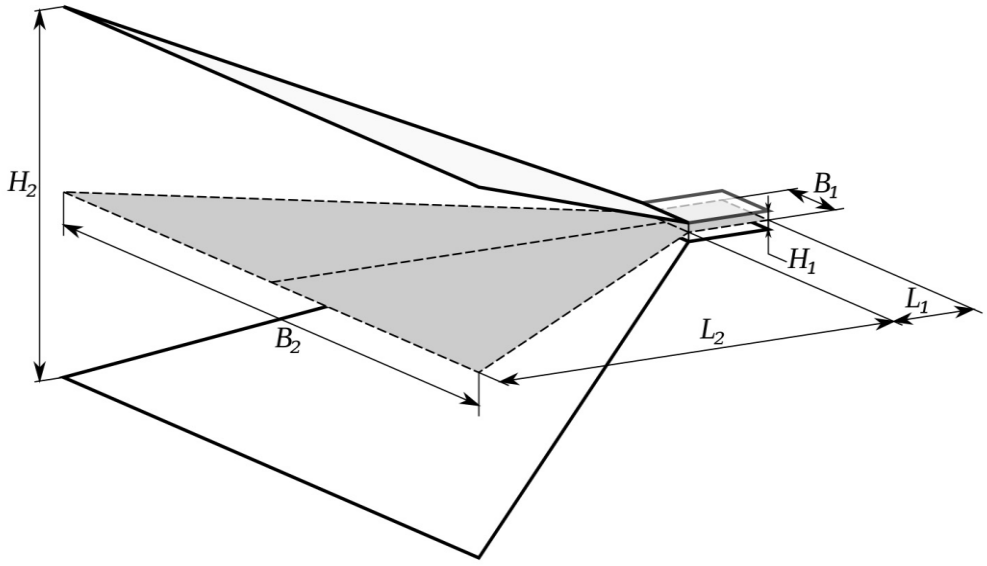


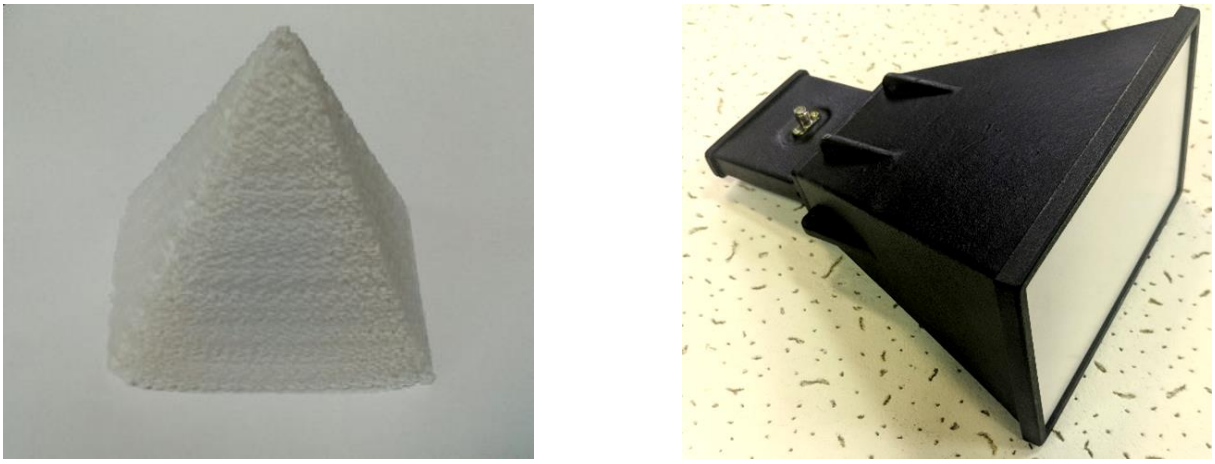

Рис. 1. Схематичное изображение исследуемого ТЕМ рупора.

Очевидно, что создание структуры с непрерывно изменяющейся диэлектрической проницаемостью представляется, на сегодняшний день, весьма затруднительным. Предполагается, что его можно считать вспененным диэлектриком, подчиняющимся логарифмическому закону смещения, а диэлектрическую проницаемость описывать формулой Лихтенеккера [4]. Вспененный диэлектрик представляет собой неупорядоченную смесь с воздухом некоторого материала с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{\text{диэл.}}$ объемной концентрацией $Q_{\text{диэл.}}$ Опуская очевидные выкладки можно записать:

$$\varepsilon = e^{\,Q_{\text{диэл.}}\,\ln(\varepsilon_{\text{диэл.}})} \qquad (2)$$

Для численных расчетов и дальнейших экспериментов была использована следующая модель: пространство внутри антенны было разбито на слои толщиной 0,4 мм. Каждый слой делился на ячейки размером не менее 3×3 м, в центре которых определялась диэлектрическая проницаемость по формуле (2). Затем в данной ячейке перфорировалась (заполнялась воздухом) центральная область. Для удобства в качестве такой воздушной полости выбирался параллелепипед, варьируя размеры которого можно изменять величину ε. Данный способ заполнения пространства подробно описан в [3].

Для синтеза предложенного неоднородного диэлектрического заполнения была написана программа, генерирующая трехмерную модель в виде файла в формате STL (*stereo lithography*). Далее описанная структура была изготовлена по технологии FDM (*fused deposition modeling*) при помощи 3D-принтера MakerBotReplicator2X. В качестве материала использовалась нить из полистирола. Полученное заполнение и рупор вместе с ним представлены на рисунке 2.



а) б)

Рис. 2. Изготовленное с помощью трехмерной печати диэлектрическое заполнение (а) и рупор вместе с ним (б).

## 3. Экспериментальное исследование характеристик рупора

После изготовления ТЕМ рупора и соответствующей диэлектрической структуры были проведены экспериментальные измерения основных характеристик рупора. Исследование проводилось в безэховой камере в диапазоне частот от 1 до 10 ГГц.

На рисунке 3 представлен коэффициент усиления в главном направлении, а на рисунке 4 - коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) для описываемой антенны.

Экспериментальные значения коэффициента усиления были получены с помощью метода замещения [5] с использованием дополнительной антенны R&S HF907. Моделирование же ТЕМ рупора с диэлектрическим заполнением проводилось методом конечных разностей во временной области (FDTD) с использованием граничных условий типа PML (perfectly matched layer).

Из графиков видно, что экспериментальные и расчетные частотные зависимости коэффициента усиления и КСВН достаточно близки на всем рассматриваемом диапазоне частот.

## 4. Заключение

В данной работе был экспериментально исследован сверхширокополосный ТЕМ рупор с неоднородным диэлектрическим заполнением пространства между его лепестками.

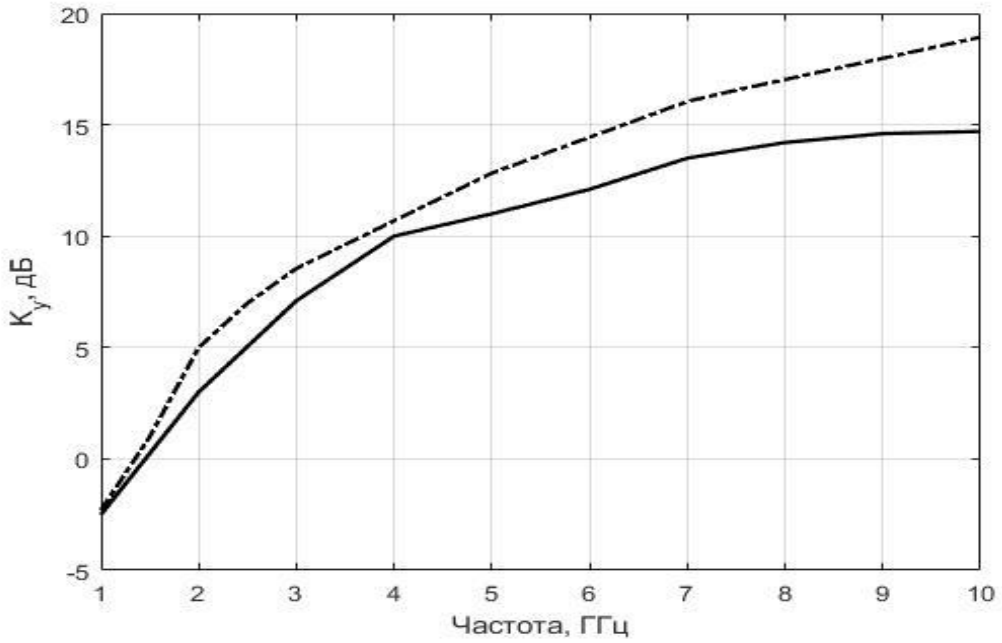



Рис. 3. Коэффициент усиления рупора с диэлектрическим заполнением в главном направлении. Сплошной линией показаны экспериментальные значения, а штрих-пунктирной – полученные в результате моделирования.

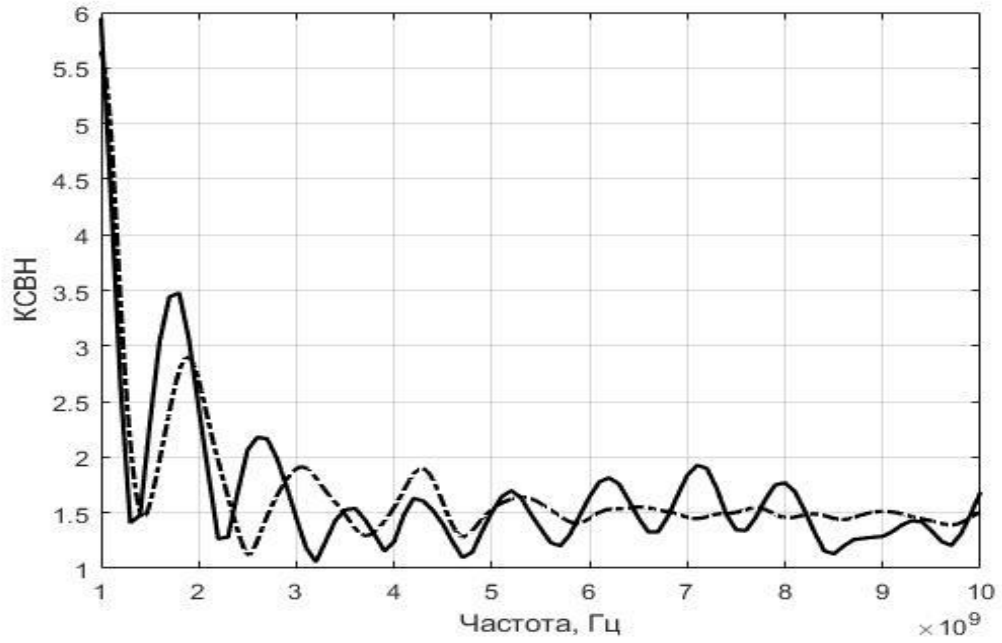



Рис. 4. Коэффициент стоячей волны по напряжению рупора с диэлектрическим заполнением. Сплошной линией показаны экспериментальные значения, а штрих-пунктирной – полученные в результате моделирования.

Описанная структура была изготовлена с помощью трехмерной печати полистиролом. Сравнение результатов моделирования и полученных экспериментально показывает их схожесть, что позволяет сделать вывод о высоком качестве использованной модели и

применяемого метода печати. Как было показано ранее, применение описанных структур позволяет существенно улучшить характеристики ТЕМ рупора.

## 5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ для аспирантов (проект № 19-37-90161).

## Литература

1. Бобрешов А. М., Кретов П. А., Лысенко Н. А., Усков Г. К. Исследование направленных свойств ТЕМ-рупорной антенны с заполнением пространства раскрыва неоднородным диэлектриком в приближении геометрической оптики //– 3-я Всероссийская Микроволновая конференция: доклады, Москва, 2015. – С. 191 – 195.
2. Ramaccia D., Scattone F., Bilotti F., Toscano A. Broadband Compact Horn Antennas by Using EPS-ENZ Metamaterial // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, V. 61, N. 6. – P. 2929 – 2937.
3. Бобрешов А. М., Кретов П. А., Сбитнев Н. С., Усков Г. К. Экспериментальное исследование ТЕМ-рупора с неоднородным диэлектрическим заполнением //– Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2016, Т. 19, № 3. – С.6 – 11.
4. Lichtenecker, K., Rother K. Die Herleitung des logarithmischen Mischungs-gesetzesaus allegemeinen Prinzipien derstationaren Stromung. // 1931, v. XXXII. – p.255 – 260.
5. Фрадин А. З., Рыжков Е. В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1962. – 318с.

## References

1. Bobreshov A. M., Kretov P. A., Lysenko N. A., Uskov G. K. Investigation of the directional properties of the TEM horn antenna with filling the aperture with an inhomogeneous dielectric in the approximation of geometric optics // - 3rd Russian Microwave Conference: reports, Moscow, 2015 .-- p. 191 - 195.
2. Ramaccia D., Scattone F., Bilotti F., Toscano A. Broadband Compact Horn Antennas by Using EPS-ENZ Metamaterial // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, V. 61, N. 6. – P. 2929 – 2937.
3. Bobreshov A. M., Kretov P. A., Sbitnev N. S., Uskov G. K. An experimental study of a TEM horn with inhomogeneous dielectric filling // - Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems, 2016, V. 19, No. 3. - p. 6 - 11.
4. Lichtenecker, K., Rother K. Die Herleitung des logarithmischen Mischungs-gesetzesaus allegemeinen Prinzipien derstationaren Stromung. // 1931, v. XXXII. – p. 255 – 260.
5. Fradin A. Z., Ryzhkov E.V. Measurement of the parameters of antenna and feeding devices. M.: State Publishing House of Literature on Communications and Radio, 1962. - 318 p.

# ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ РЕШЕТКИ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВИБРАТОРОВ НА БОКОВОЙ ПОВЕРХНОСТИ КРУГЛОГО ЦИЛИНДРА КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ

А. В. Богословский[1], Д. Н. Борисов[2], С. Н. Разиньков[1], О. Э. Разинькова[1]

[1]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
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), г. Воронеж, Россия

**Аннотация.** С использованием метода наведенных токов для расчета полей проводящего объекта с осевой симметрией проведен электродинамический анализ решетки элементарных электрических вибраторов на боковой поверхности круглого цилиндра конечной длины. Исследованы закономерности изменения диаграмм направленности и коэффициентов направленного действия решеток в зависимости от размеров, числа и плотности размещения антенных элементов. На основе метода неопределенных множителей Лагранжа выполнен синтез решетки с максимально достижимым коэффициентом направленного действия при создании нулей ее диаграммы направленности в заданных угловых положениях.

**Ключевые слова:** элементарный электрический вибратор; антенная решетка; метод наведенных токов; неопределенные множители Лагранжа.

# ELECTRODYNAMIC ANALYSIS AND SYNTHESIS OF ARRAY OF ELEMENTARY ELECTRIC VIBRATORS ON SIDE SURFACE OF FINITE-LENGTH CIRCULAR CYLINDER

A. V. Bogoslovsky[1], D. N. Borisov[2], S. N. Razinkov[1], O. E. Razinkova[1]

[1]Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA), Voronezh, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** With use of a method of the induced currents for calculation of fields of the carrying-out object with axial symmetry and the principle of equivalence of the field of unilateral elementary crack and current of an elementary electric vibrator the electro-dynamic analysis of elementary slot-hole vibrators array on the side surface of the cylinder of final length is carried The patterns of change of directional patterns and coefficients of directed action of arrays depending on dimensions, number and density of antenna elements arrangement have been investigated. On the basis of Lagrange uncertain multipliers synthesis array synthesis is with maximum achievable directed action factor when creating zeros of its directional pattern in specified angular positions carried out.

**Keywords:** elementary electric vibrator; antenna array; method of the induced currents; Lagrange uncertain multipliers.

## 1. Введение

Штыревые антенные решетки с высотой элементов значительно меньше длины волны рабочего диапазона находят широкое применение в мобильных комплексах мониторинга [1, 2], в том числе размещаемых на малогабаритных беспилотных летательных аппаратах. Ввиду низкого профиля конструкции такие антенные системы незначительно изменяют внешний облик и маневренные характеристики носителя [1], однако их направленные свойства существенным образом зависят от формы, размеров и электрофизических параметров поверхностей, определенных в качестве несущих [3, 4].

Диаграммы направленности (ДН) и коэффициенты направленного действия (КНД) антенных систем мобильных комплексов, достижимые при экранировании корпусами носителей [3], определяются на основе электродинамического анализа [5]; требуемые показатели направленности обеспечиваются по результатам синтеза конструкций в соответствии с установленным критерием их пространственно-частотной избирательности [6].

Анализ и синтез антенных систем выполняется с использованием математических моделей, базирующихся на решении задач возбуждения приемоизлучающих структур, расположенных на поверхностях, соответствующих фрагментам корпусов носителей. При моделировании штыревая антенная решетка может быть представлена системой элементарных электрических вибраторов [5] с электромагнитными связями через поля вторичного излучения [1, 2]. Согласно [5], элементарный электрический вибратор представляет собой короткий по сравнению с длиной волны проводник, обтекаемый электрическим током, амплитуда и фаза сохраняются неизменными в каждой точке поверхности. Несмотря на то, что практическая реализация постоянного распределения амплитуды и фазы тока по всей длине элемента исключена, по приемоизлучающим свойствам элементарный электрический вибратор близок к диполю Герца.

В предлагаемой работе с использованием метода наведенных токов [3, 5] и аналитических выражений для расчета электрического поля элементарного электрического вибратора вблизи идеально проводящего объекта с осевой симметрией [4, 7, 8] проведен анализ линейной антенной решетки на боковой поверхности круглого цилиндра конечной длины. Как показано в [3, 9], выбранное модельное представление несущей поверхности применяется для фюзеляжей малогабаритных летательных аппаратов.

С использованием метода неопределенных множителей Лагранжа [6, 10] выполнен синтез решеток с максимально достижимыми КНД при формировании нулей в областях боковых лепестков ДН.

Цель работы – исследование направленных свойств решеток элементарных электрических вибраторов при размещении боковой поверхности круглого цилиндра конечной длины.

## 2. Моделирование и анализ решетки элементарных электрических вибраторов на боковой поверхности круглого цилиндра конечной длины

Для расчета токов цилиндра, на боковой поверхности которого расположена линейная решетка элементарных электрических вибраторов, введем цилиндрическую систему координат $(\rho, \varphi, z)$; для вычисления поля, ДН и КНД решетки – сферическую систему координат $(r, \varphi, \theta)$, в которой угол $\theta$ отсчитывается от оси $Oz$.

Будем полагать, что цилиндр радиуса $a$ и длиной $h$ расположен вдоль оси $Oz$ цилиндрической системы координат; через его края проходят параллельные плоскости с координатами $z = \mp h/2$. Решетка состоит из $N$ элементов с шагом $d$; первый элемент размещен в точке с координатами $(a, 0, l)$. Размеры цилиндра и решетки удовлетворяют условиям: $(N-1)d \le h - |l|$, $|l| \le h/2$.

В соответствии с методом наведенных токов [3, 5] распределение токов на цилиндре

конечных размеров считается тождественным распределению на бесконечно протяженном цилиндре [7]. Плотность поверхностных токов цилиндра практически монотонно убывает по мере удаления от источника электромагнитного поля; при $h/\lambda >> 1$, где $\lambda$ – длина возбуждающей волны, амплитуды токов в точках с координатами $z = \mp h/2$ достаточно малы. Поэтому волнами поверхностных токов, отраженных от краев цилиндра и затекающих за края, можно пренебречь [3, 7].

Комплексная ДН решетки определяется выражением [6]

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{N} i_n^* \, f_n(\theta, \varphi) \qquad (1)$$

где $i_n$ – комплексная амплитуда тока $n-$го антенного элемента, $n = 1, \ldots, N$,

$$f_n(\theta, \varphi) = D_n(\theta, \varphi) \, \exp\left\{ - j \frac{2\pi}{\lambda} (a\cos(\varphi - \varphi_0) \sin\theta + (l + (n-1)\, d) \cos\theta) \right\} \qquad (2)$$

– парциальная диаграмма $n$- го элементарного электрического вибратора [6], $D_n(\theta, \varphi)$ – дифракционный множитель несущей поверхности [2, 3, 9], * – знак комплексного сопряжения.

В соответствии с (1) выражение для расчета КНД решетки имеет вид [6]

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \left( \sum_{n=1}^{N} \sum_{p=1}^{N} i_n^* \, C_{np}(\theta, \varphi) \, i_p \right) \cdot \left( \sum_{n=1}^{N} \sum_{p=1}^{N} i_n^* \, S_{np} \, i_p \right)^{-1}, \qquad (3)$$

где

$$C_{np}(\theta, \varphi) = f_n(\theta, \varphi) \, f_p(\theta, \varphi), \qquad n, p = 1, \ldots, N, \qquad (4)$$

– элементы матрицы, характеризующей электромагнитное взаимодействие $n-$го и $p-$го антенных элементов [6],

$$S_{np} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} f_n(\theta, \varphi) \, f_p(\theta, \varphi) \, \sin\theta \, d\theta \, d\varphi, \qquad n, p = 1, \ldots, N, \qquad (5)$$

– элементы матрицы, характеризующей мощность изотропного излучения гипотетической антенной системы, по уровню которой оценивается мощность, излучаемая решеткой [6].

Для расчета множителя $D_n(\theta, \varphi)$, $n = 1, \ldots, N$, электрическое поле решетки представим в виде суперпозиции полей антенных элементов и цилиндра. По аналогии с [4] находим, что его поляризационные компоненты определяются выражениями:

$$\dot{E}_\theta(r, \theta, \varphi) = -j \frac{\exp\left( - j \frac{2\pi r}{\lambda} \right)}{2 r \lambda} \left[ \mu_0 \, c \sum_{n=1}^{N} M_{\theta n}(\theta, \varphi) + \sum_{n=1}^{N} L_{\varphi n}(\theta, \varphi) \right], \qquad (6)$$

$$\dot{E}_\varphi(r, \theta, \varphi) = -j \frac{\exp\left( - j \frac{2\pi r}{\lambda} \right)}{2 r \lambda} \left[ \mu_0 c \sum_{n=1}^{N} M_{\varphi n}(\theta, \varphi) + \sum_{n=1}^{N} L_{\theta n}(\theta, \varphi) \right], \qquad (7)$$

где

$$\begin{bmatrix} M_{\theta[\varphi]n}(\theta,\varphi) \\ L_{\theta[\varphi]n}(\theta,\varphi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{\theta[\varphi]}(\theta,\varphi) \\ L_{\theta[\varphi]}(\theta,\varphi) \end{bmatrix} \exp\left\{ -j\frac{2\pi}{\lambda}(a\cos(\varphi-\varphi_0)\sin\theta + (l+(n-1)d)\cos\theta \right\} \qquad (8)$$

– дифракционные функции $n-$го вибратора, $n=1,...,N$,

$$\begin{bmatrix} M_{\theta}(\theta,\varphi) \\ L_{\theta}(\theta,\varphi) \end{bmatrix} = a\sin\theta \int_0^{2\pi}\int_{-h/2}^{h/2} \begin{bmatrix} H_{\varphi}(a,\varphi',z') \\ -E_{\varphi}(a,\varphi',z') \end{bmatrix} \exp\left[ j\frac{2\pi}{\lambda}(a\cos(\varphi-\varphi')\sin\theta + z'\cos\theta) \right] dz'd\varphi', \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} M_{\varphi}(\theta,\varphi) \\ L_{\varphi}(\theta,\varphi) \end{bmatrix} = a\int_0^{2\pi}\int_{-h/2}^{h/2} \begin{bmatrix} -H_z(a,\varphi',z') \\ E_z(a,\varphi',z') \end{bmatrix} \exp\left[ j\frac{2\pi}{\lambda}(a\cos(\varphi-\varphi')\sin\theta + z'\cos\theta) \right] dz'd\varphi' \qquad (10)$$

– функции, характеризующие распределение полей на поверхности цилиндра длины $h$ [7], $H_{\varphi[z]}(r',\varphi',z')$ и $E_{\varphi[z]}(r',\varphi',z')$ – азимутальные и продольные компоненты магнитного и электрического полей на поверхности $r'=a$ бесконечно протяженного цилиндра, $\mu_0$ – магнитная проницаемость свободного пространства, $c$ – скорость света.

В [4] разработан способ аппроксимации полей рядами цилиндрических функций с представлением компонентов магнитного и электрического полей эквивалентными токами. Он позволяет в аналитическом виде вычислить интегралы в (9), (10) и найти (8) путем суммирования рядов тригонометрических функций азимутальных гармоник [7] с весовыми коэффициентами в виде соотношений функций Ханкеля.

С использованием данного способа из (2), (6) – (10) получим

$$D_n(\theta,\varphi) = \sqrt{D_{n\theta}^2(\theta,\varphi) + D_{n\varphi}^2(\theta,\varphi)}, \qquad n=1,\ldots,N, \qquad (11)$$

где

$$D_{n\theta}(\theta,\varphi) = \frac{2\pi^2\mu_0 I_0 a}{\lambda^2}\left[ 2\cos\theta\cos\varphi\exp\left( j\frac{2\pi}{\lambda}\sin\theta\cos\varphi \right) - \sum_{m=0}^{\infty}\varepsilon_m j^m\cos(m\varphi)\gamma_{nm}^{\theta} \right], \qquad (12)$$

$$D_{n\theta}(\theta,\varphi) = -\frac{2\pi^2\mu_0 I_0 a}{\lambda^2}\left[ 2\sin\varphi\exp\left( j\frac{2\pi}{\lambda}\sin\theta\cos\varphi \right) - \sum_{m=1}^{\infty} j^m\sin(m\varphi)\gamma_{nm}^{\varphi} \right], \qquad (13)$$

$I_0$ – длина магнитного диполя, $\varepsilon_m = \begin{cases} 1, & m=0 \\ 2, & m\neq 0 \end{cases}$.

Выражения для расчета множителей $\gamma_{nm}^{\theta}$, $m\geq 0$, и $\gamma_{nm}^{\varphi}$, $m\geq 1$, в (12) и (13) получены в [8]:

$$\gamma_{nm}^{\theta} = \int_{-\infty}^{\infty}\frac{k}{\alpha}\left[ \frac{\dot{H}_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\alpha\right)}{H_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\alpha\right)} - \left(\frac{m\lambda}{2\pi a}\right)^2\frac{H_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\alpha\right)}{\dot{H}_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\alpha\right)} \right]\times \qquad (14)$$

$$\times \frac{\exp\left[ j\frac{2\pi}{\lambda}(h-(l+(n-1)d))(\cos\theta - k)\right] - \exp\left[ -j\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{h}{2}-(l+(n-1)d)\right)(\cos\theta - k)\right]}{\cos\theta - k} d\,k$$

$$\gamma_{nm}^{\varphi} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{H_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\alpha\right)}{\alpha \dot{H}_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\alpha\right)} \times$$

$$\times \frac{\exp\left[ j\frac{2\pi}{\lambda}(h-(l+(n-1)d))(\cos\theta - k)\right] - \exp\left[ -j\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{h}{2}-(l+(n-1)d)\right)(\cos\theta - k)\right]}{\cos\theta - k} d\,k \quad (15)$$

.

где $\alpha = \sqrt{1-k^2}$, $H_m^{(2)}(\ldots)$ – функция Ханкеля второго рода $m$ – го порядка, $\dot{H}_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\alpha\right)$ – ее производная по переменной $r$ в точке $r = a$.

С использованием (1), (11) – (15) проведен расчет нормированных ДН $\mathrm{F}(\theta, \varphi) = \frac{\left|\dot{F}(\theta, \varphi)\right|}{\max\limits_{\theta,\varphi}\left|\dot{F}(\theta, \varphi)\right|}$ и КНД решеток из $N = 3$ и $N = 5$ элементов высотой $l_0/\lambda = 0{,}1\ldots0{,}2$, расположенных с шагом $d/\lambda = 0{,}25\ldots1$ на цилиндре с электрической длиной $h/\lambda = 18$ и электрическим радиусом $a/\lambda = 1$.

На рис. 1 приведены ДН решеток из $N = 3$ вибраторов с относительной высотой $l_0/\lambda = 0{,}1$, находящихся на относительном удалении от края несущей поверхности $l/\lambda = 8\ldots8{,}75$. На рис. 2 представлены аналогичные результаты, полученные при $l_0/\lambda = 0{,}2$. На рис. 3 и 4 приведены ДН решеток из $N = 5$ вибраторов с относительной высотой $l_0/\lambda = 0{,}1$ и $l_0/\lambda = 0{,}2$ соответственно при относительном расстоянии от кромки цилиндра $l/\lambda = 7\ldots8{,}5$.

Установлено, что ДН в меридиональной плоскости цилиндра, как и ДН одиночного элементарного электрического вибратора [4], имеет явно выраженную лепестковую структуру. Неравномерность распределения составляющих поля (6), (7) убывает по мере увеличения угла $\varphi$. С увеличением числа антенных элементов ширина ДН решетки снижается тем быстрее, чем больше отношение $d/\lambda$.

На рис. 5 приведены зависимости КНД линейных решеток из $N = 3$ (сплошная линия) и $N = 5$ (пунктирная линия) электрических вибраторов с нормированной длиной $l_0/\lambda = 0{,}1$ (а) и $l_0/\lambda = 0{,}2$ (б) от межэлементного расстояния $d/\lambda$.

Из приведенных зависимостей следует, что при увеличении межэлементных расстояний с $d/\lambda = 0{,}25$ до $d/\lambda = 0{,}5$ КНД 3-элементной линейной решетки возрастает на

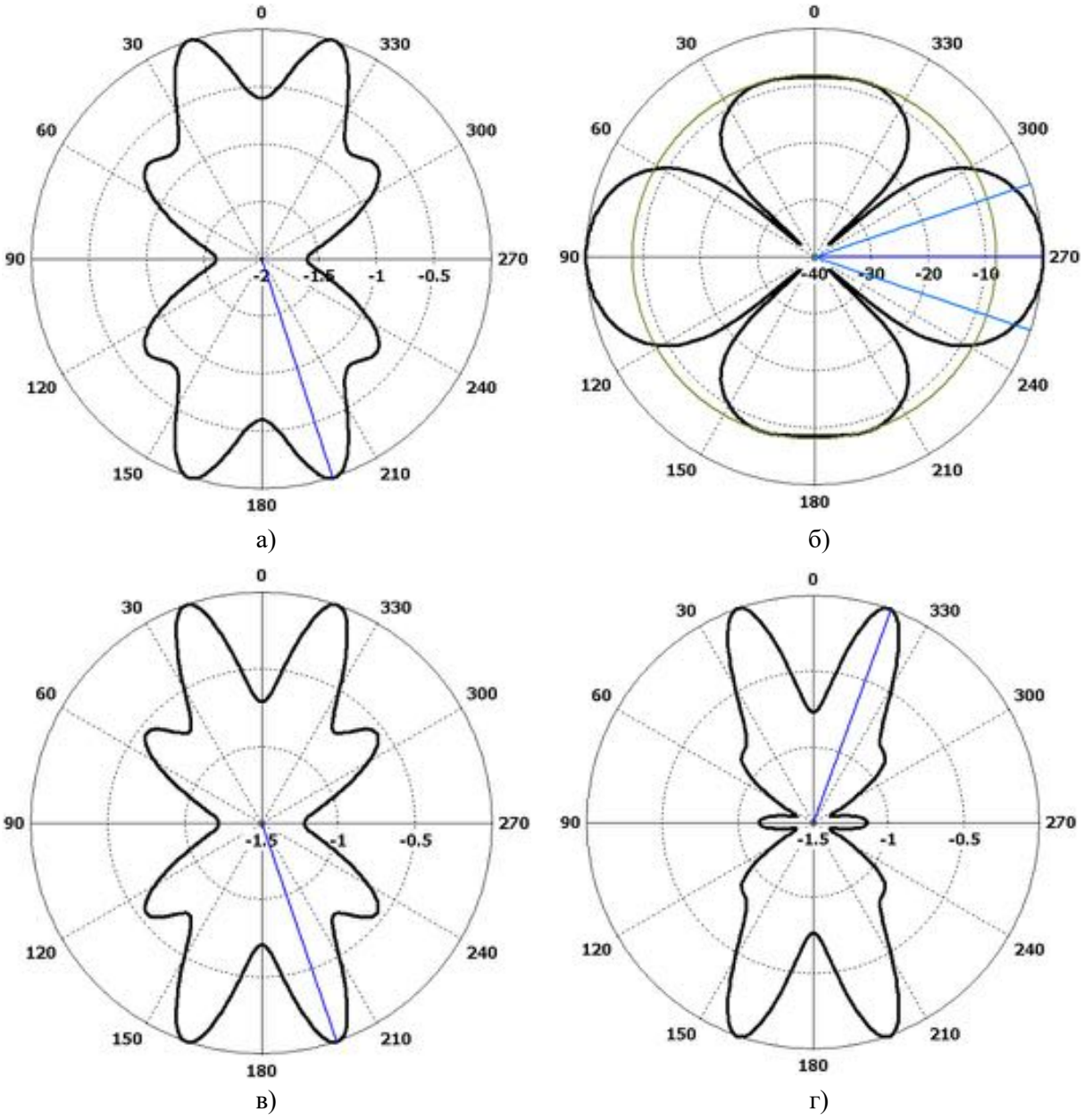



Рис. 1. Нормированные ДН решеток из $N$=3 вибраторов электрической длины $l_0/\lambda = 0{,}1$ (а – $d/\lambda = 0{,}25$, $l/\lambda = 8{,}75$; б – $d/\lambda = 0{,}5$, $l/\lambda = 8{,}5$; в – $d/\lambda = 0{,}75$, $l/\lambda = 8{,}25$; г – $d/\lambda = 1$, $l/\lambda = 8$)

0,84 дБ (а) и 1,01 дБ (б). При изменении отношения $d/\lambda$ с 0,25 до 0,75 КНД 5-элементной решетки увеличивается на 1,24 (а) и 1,6 дБ (б) вследствие увеличения реактивной мощности, обусловленной вторичным излучением поля элементами.

## 3. Синтез решетки элементарных электрических вибраторов на боковой поверхности цилиндра конечной длины

В [6, 10, 11] на базе метода неопределенных множителей Лагранжа разработаны методики синтеза антенных решеток с малым уровнем боковых лепестков ДН и ее минимальным среднеквадратическим отклонением от требуемой формы. Однако, как показано в [12], применение этих методик может приводить к значительному снижению КНД ан-

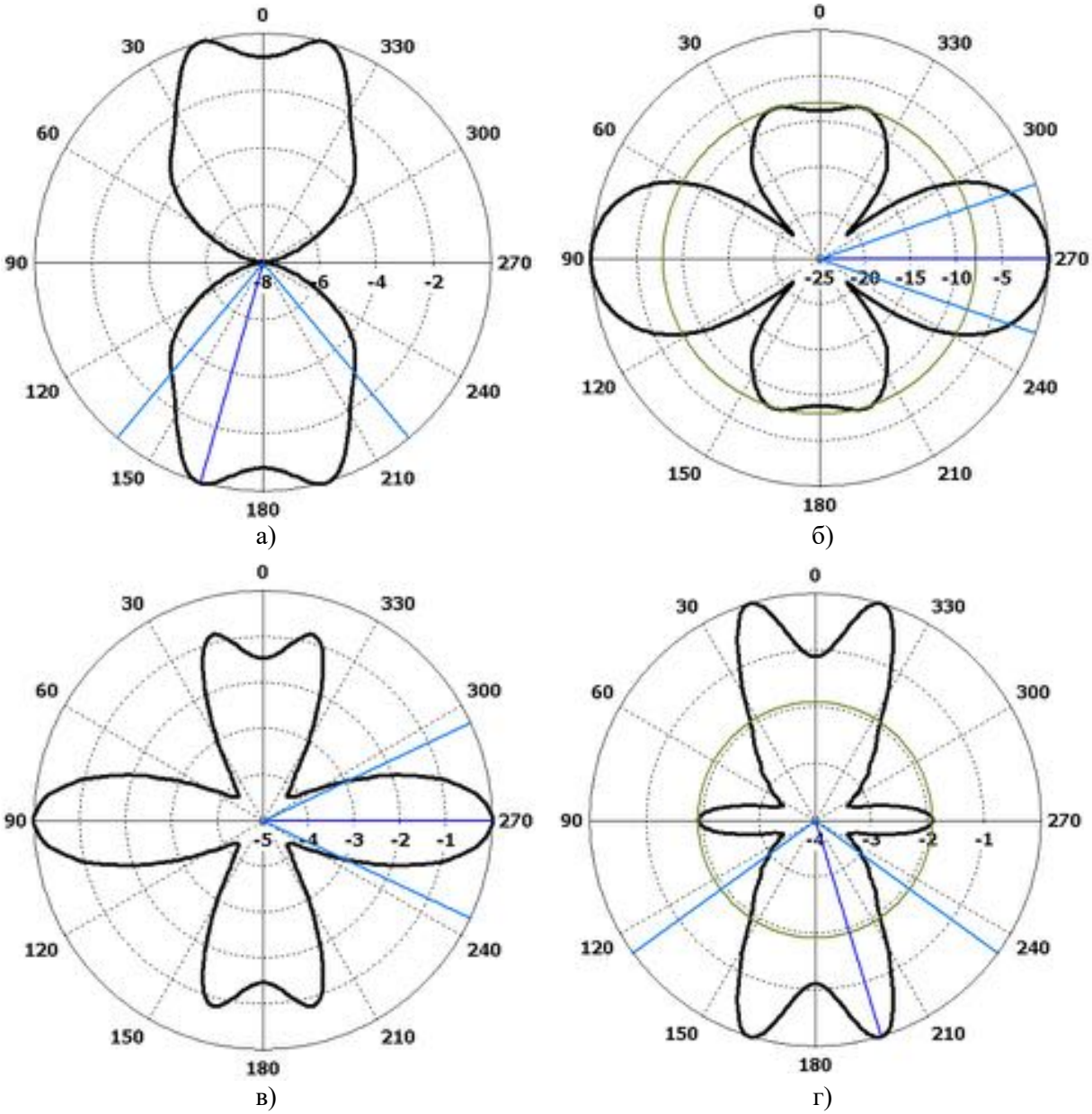



Рис. 2. Нормированные ДН решеток из $N$=3 вибраторов электрической длины $l_0/\lambda = 0{,}2$ (а – $d/\lambda = 0{,}25$, $l/\lambda = 8{,}75$; б – $d/\lambda = 0{,}5$, $l/\lambda = 8{,}5$; в – $d/\lambda = 0{,}75$, $l/\lambda = 8{,}25$; г – $d/\lambda = 1$, $l/\lambda = 8$)

тенной решетки, ухудшающему характеристики передачи-приема сигналов в радиоканале.

Поэтому для синтеза антенных систем мобильных радиоэлектронных комплексов предлагается применять критерий, согласно которому выполняется максимизация КНД при фиксированных уровнях (формируемых нулях) ДН в определенных направлениях. Вместо одиночного множителя Лагранжа для минимизации интеграла от разности формируемой и требуемой ДН во второй степени осуществляется расчет множителей Лагранжа для множества направлений $(\theta_q, \varphi_q)$, $q = 1,\ldots,Q$, $Q \le N-1$.

Математическая формулировка критерия синтеза определяется системой уравнений

$$\begin{cases} G(\theta_0, \varphi_0) \to \max, \\ F(\theta_q, \varphi_q) = \alpha_q, \quad q = 1,\ldots,Q, \quad Q \le \mathrm{N}-1, \end{cases} \tag{16}$$

где $\alpha_q$ – уровни ДН для угловых положений $(\theta_q, \varphi_q)$, $q = 1,\ldots,Q$.

В соответствии с методом неопределенных множителей Лагранжа для достижения максимума КНД при $Q$ фиксированных значениях ДН решетки требуется минимизировать функционал

$$\Phi = \sum_{n=1}^{N} \sum_{p=1}^{N} i_n^* S_{np} i_p + \sum_{q=0}^{Q} \lambda_q \sum_{n=1}^{N} f_n(\theta_q, \varphi_q)\, i_n^*, \qquad (17)$$

где $\lambda_q$ – неизвестные множители Лагранжа, $q = 1,\ldots,Q$.

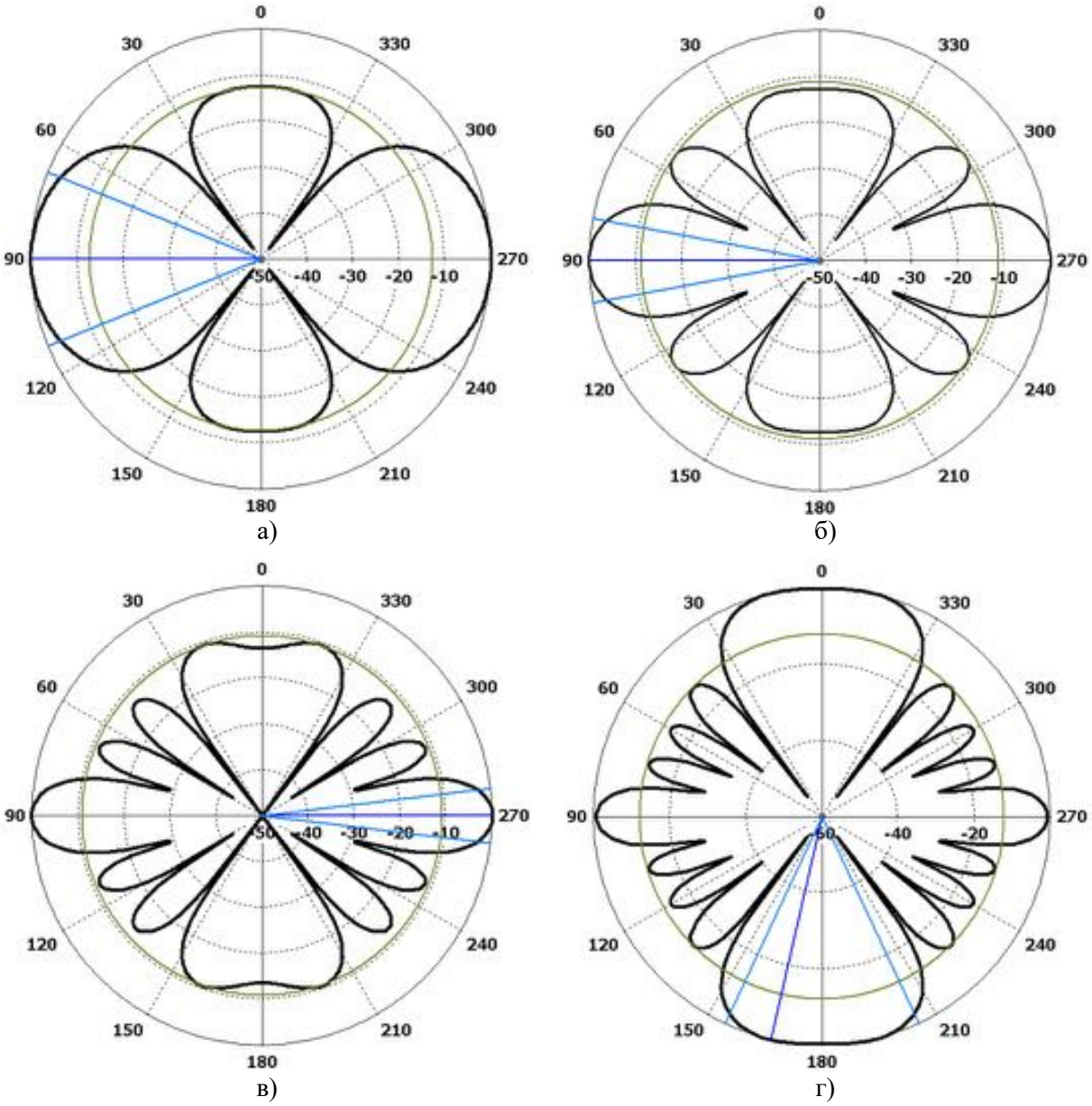



Рис. 3. Нормированные ДН решеток из $N$=5 вибраторов электрической длины $l_0/\lambda = 0{,}1$ (а – $d/\lambda = 0{,}25$, $l/\lambda = 8{,}5$; б – $d/\lambda = 0{,}5$, $l/\lambda = 8$; в – $d/\lambda = 0{,}75$, $l/\lambda = 7{,}5$; г – $d/\lambda = 1$, $l/\lambda = 7$)

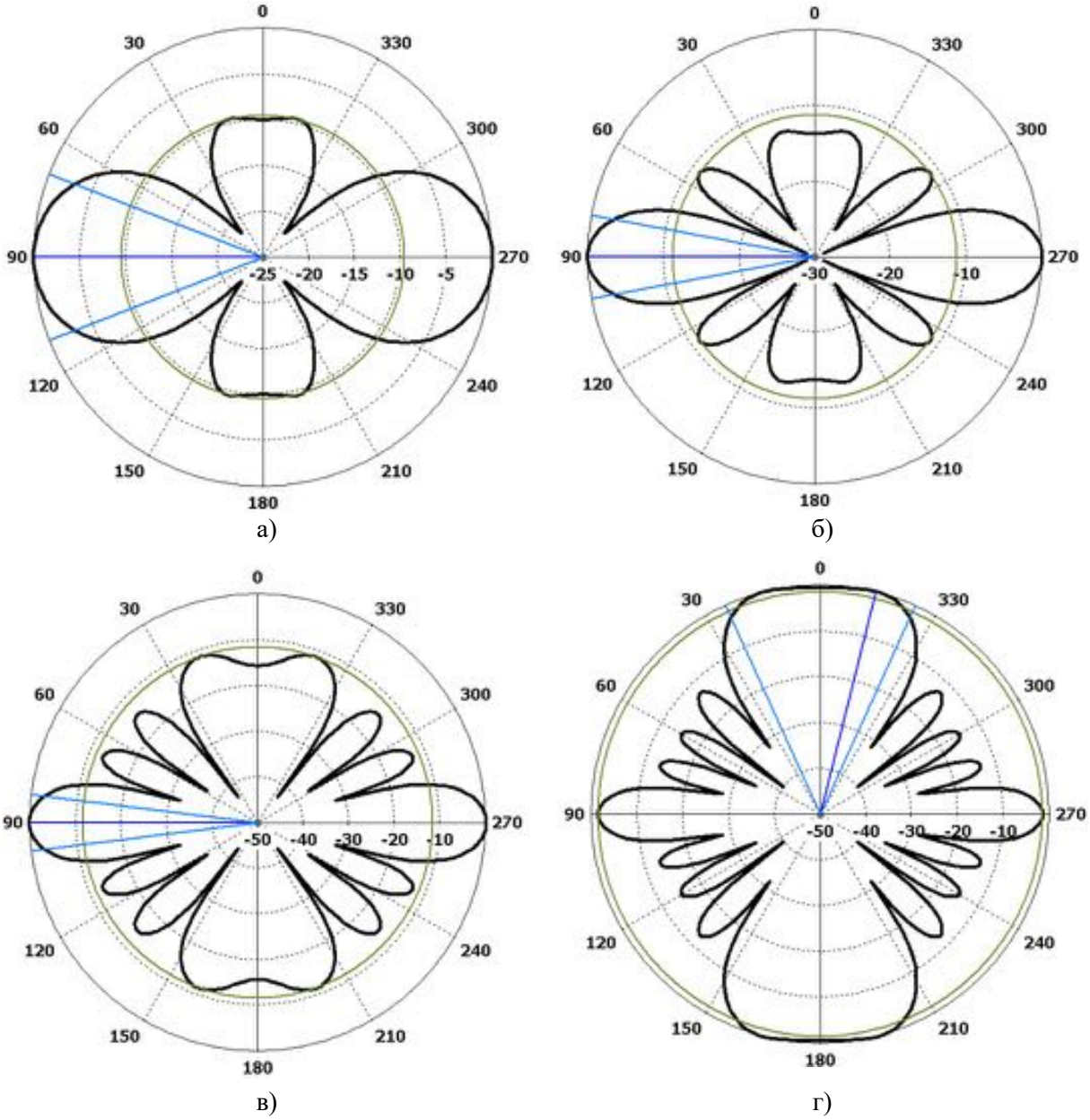



Рис. 4. Нормированные ДН решеток из $N$=5 вибраторов электрической длины $l_0/\lambda = 0{,}2$ (а – $d/\lambda = 0{,}25,\ l/\lambda = 8{,}5$; б – $d/\lambda = 0{,}5,\ l/\lambda = 8$; в – $d/\lambda = 0{,}75,\ l/\lambda = 7{,}5$; г – $d/\lambda = 1,\ l/\lambda = 7$)

Приравнивая нулю первую вариацию (17), получим

$$i_n = -\sum_{q=0}^{Q} \lambda_q^* \sum_{p=1}^{N} S_{np}^{-1} f_p(\theta_q, \varphi_q), \qquad (18)$$

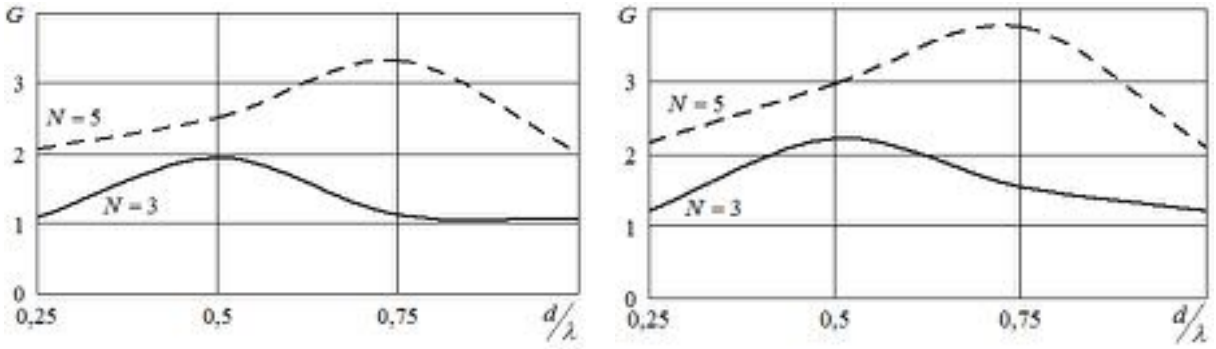
где $S_{np}^{-1}$ – элементы матрицы, обратной $S_{np}$, $n, p = 1,\ldots,N$.

Подставляя (18) в первое уравнение системы (16), получим систему линейных алгебраических уравнений относительно множителей Лагранжа

$$\sum_{s=0}^{Q} \lambda_s^* \sum_{n=1}^{N} \sum_{p=1}^{N} f_n(\theta_q, \varphi_q)\, S_{np}^{-1} f_p(\theta_s, \varphi_s) = -\alpha_q, \quad q = 0,\ldots,Q. \qquad (19)$$

По результатам численного решения системы уравнений (19), выполненного ме-

тодом Гаусса с выбором главного элемента матричного оператора по столбцу, из (18) найдено распределение токов решетки, удовлетворяющее критерию (16).




а) б)

Рис. 5. Зависимости КНД решеток электрических вибраторов с нормированной длиной $l_0/\lambda = 0{,}1$ (а) и $l_0/\lambda = 0{,}2$ (б) от относительного межэлементного расстояния

На рис. 6 и 7 соответственно приведены ДН решеток из $N = 3$ и $N = 5$ элементов с шагом $d/\lambda = 0{,}5$, найденные с использованием (1) и правил вычисления токов (18), (19), при которых выполняется критерий (16). Сплошными линиями изображены исходные ДН, полученные без контроля их уровней в определенных направлениях. Пунктирной линией на рис. 6 представлена ДН 3-элементной решетки, в которой зафиксирован уровень $\alpha_1 = 0{,}01$ для направления $\varphi_1 = 175°$; на рис. 7 – ДН антенной системы из 5 вибраторов с контролируемым уровнем $\alpha_1 = 0{,}01$ в направлении $\varphi_1 = 123°$.

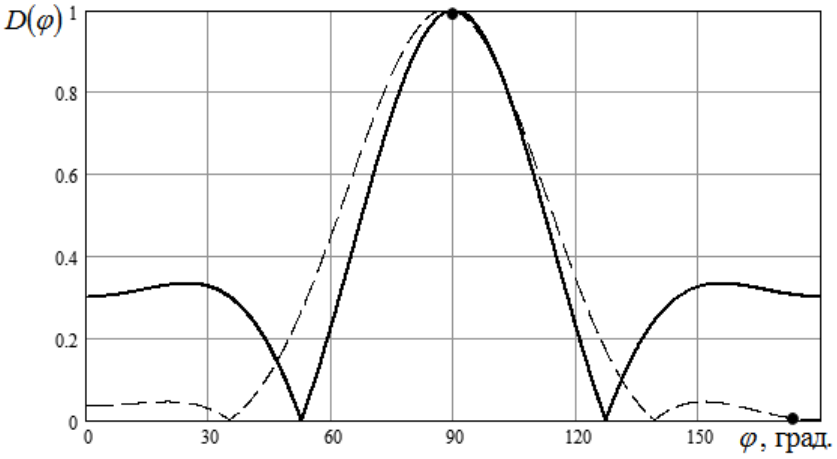



Рис. 6. Исходная (сплошная линия) и синтезированная (пунктирная линия) ДН решетки из $N$=3 вибраторов на боковой поверхности цилиндра

Из полученных результатов следует, что за счет формирования нуля уровень боковых лепестков ДН решетки из $N = 3$ элементов снижается на 11 дБ при увеличении ширины главного луча в 1,4 раза. При этом, как установлено в соответствии с (3) – (5) КНД решетки снижается не более чем на 0,6 дБ.

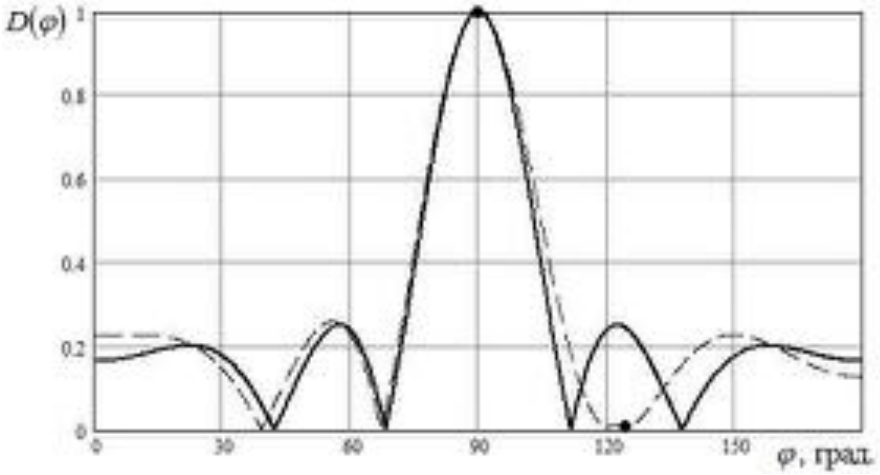



Рис. 7. Исходная (сплошная линия) и синтезированная (пунктирная линия) ДН решетки из $N$=5 вибраторов на боковой поверхности цилиндра

За счет формирования нуля ДН решетки из $N = 5$ элементарных электрических вибраторов в направлении максимума первого бокового лепестка средний уровень боковых лепестков снижается на 5,1 дБ при потерях КНД не более 0,2 дБ.

Также показано, что уровень боковых лепестков ДН решеток из $N = 5$ вибраторов не более 0,05 достигается в секторах углов шириной 5°. За счет снижения первых боковых лепестков до уровня 0,01 в секторе углов 5° ширина главного луча возрастает примерно в 1,9 раз. При этом подавление первых боковых лепестков ДН решетки может приводить к возрастанию дальних боковых лепестков.

## 4. Заключение

С использованием метода наведенных токов для расчета полей объекта с осевой симметрией и принципа эквивалентности поля элементарного электрического вибратора и тока электрического диполя проведен электродинамический анализ решетки на боковой поверхности цилиндра конечной длины. Исследованы зависимости ДН и КНД решетки от электрических размеров цилиндра, числа и взаимного расположения антенных элементов.

Методом неопределенных множителей Лагранжа выполнен синтез решетки с максимально достижимым КНД при контроле (формировании нулей) ДН для заданных угловых положений. Выявлены закономерности изменения секторов углов с требуемым уровнем боковых лепестков и ширины главного луча ДН решетки при максимизации КНД с учетом экранирования несущей поверхностью.

## Литература

1. Ашихмин А.В. Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля. – М.: Радио и связь, 2005. – 365 с.
2. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн // Под ред. В.Б. Авдеева и А.В. Ашихмина. – Воронеж: Воронежский госуниверситет, 2005. – 223 с.
3. Резников Г.Б. Антенны летательных аппаратов. М.: Советское радио, 1967. – 416 с.
4. Шорохова Е.А. Излучение и дифракция электромагнитных волн в естественных и искусственных неоднородных материальных средах: диссертация ... д-ра физ.-мат. наук:

01.04.03. Нижний Новгород: Научно–исследовательский институт измерительных систем имени Ю.Е. Седакова, 2010. – 342 с.
5. Неганов В.А., Осипов О.В., Раевский С.Б., Яровой Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн / Под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. М.: Радио и связь, 2004. – 648 с.
6. Бахрах Л. Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). М.: Радио и связь, 1974. – 232 с.
7. Васильев Е.Н. Возбуждение тел вращения. М.: Радио и связь, 1987. – 271 с.
8. Kuehl H.H. Radiation from a radial electric dipole near a long finite circular cylinder // IRE Transaction, 1961, Vol. AP–9, no 6. – Pp. 546-553.
9. Шатраков Ю.Г., Ривкин М.И., Цымбаев Б.Г. Самолетные антенные системы. М.: Машиностроение, 1979. – 184 с.
10. Кашин В.А. Методы фазового синтеза антенных решеток // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники, 1997, № 1. – С. 47-60.
11. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.
12. Разиньков С.Н., Богословский А.В. Синтез кольцевых антенных решеток с максимальными коэффициентами направленного действия и нулями диаграмм направленности // Антенны, 2011, № 5(168). – С. 26-29.

## REFERENCES

1. Ashihmin, A.V. Design and optimization of ultra-wideband antenna devices and systems for radio control equipment. M.: Radio and communications, 2005. – 365 p.
2. Modeling of small-sized super-broadband antennas // By ed. V.B. Avdeev and A.V. Ashikhmin. – Voronezh: Voronezh State University, 2005. – 223 p.
3. Schorochova, E.A. Radiation and diffraction of electromagnetic waves in natural and artificial non-uniform material environments: thesis of doctor of physical and mathematical sciences: 01.04.03. Nizhny Novgorod: Research institute of measuring systems of Yu.E. Sedakov, 2010. – 342 p.
4. Neganov, V.A., Osipov, O.V., Raevskiy, S.B.,Yarovoy, G.P. Electro-dynamics and distribution of radio waves. M.: Radio and communication, 2004. – 648 p.
5. Bakhrakh, L.D., Kremeneckiy, S.D. Synthesis of radiating systems (theory and methods of calculation). M.: Radio and communication, 1974. – 232 p.
6. Vasiliev, E.N. Excitement of bodies of rotation. M.: Radio and communication, 1987. – 271 p.
7. Kueh, H.H. Radiation from a radial electric dipole near a long finite circular cylinder // IRE Transaction, 1961, Vol. AP–9, No 6. - Pp. 546-553.
8. Shatrakov, Yu.G., Rivkin, M.I., Tsymbayev, B.G. Aircraft antenna systems. M.: Mechanical Engineering, 1979. 184 p.
9. Kaschin, V.A. Methods of phase synthesis of antenna arrays // Foreign radio electronics. Achievements of modern radio electronics, 1997, No 1. – Pp. 47-60.
10. Neganov, V.A., Tabakov, D. P., Yarovoy, G.P. Modern theory and practical application of antennas. M.: Radio Engineering, 2009. – 720 p.
11. Razin'kov, S.N., Bogoslovsky, A.V. Synthesis of ring antenna arrays with the maximum coefficients of directed action and zero directional patterns // Antennas, 2011, No 5(168). – Pp. 26-29.

# ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПРИ ЕЕ ВОЗБУЖДЕНИИ ВИДЕОИМПУЛЬСАМИ

А. А. Волков[1], П. А. Трифонов[2]

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

**Аннотация.** Проведен расчет энергетических характеристик направленности биконической антенны при ее возбуждении гауссовыми видеоимпульсами. Даны характеристики зависимостей энергетических характеристик направленности от длительности возбуждающего импульса.

**Ключевые слова:** биконическая антенна; энергетическая диаграмма направленности; плотность энергии; энергетический коэффициент направленного действия.

# ENERGY CHARACTERISTICS OF DIRECTIVITY OF A BICONICAL ANTENNA WHEN EXCITED BY VIDEO PULSES

A. A. Volkov[1], P. A. Trifonov[2]

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

**Abstract.** The calculation of the energy characteristics of the directivity of the biconical antenna upon its excitation by Gaussian video pulses is carried out. The characteristics of the dependences of the energy characteristics of the directivity on the duration of the exciting pulse are given.

**Keywords:** biconical antenna; energy pattern; energy density; energy coefficient of directional action.

## 1. Введение

Внимание к вопросам излучения электромагнитных видеоимпульсов вызвано необходимостью решения ряда задач прикладного характера, важнейшими из которых являются задачи сверхширокополосной связи, радиолокации, а также радиоэлектронного подавления в широкой полосе частот. В качестве одного из основных типов излучателей при решении указанных задач может быть использована биконическая антенна [1].

Исследованию вопросов излучения биконических антенн посвящено достаточно много работ. Они, как правило, направлены на определение частотных или временных характеристик напряженности излучаемого поля [1-5]. Монохроматические диаграммы направленности могут существенно изменяться в полосе частот видеоимпульса, поэтому их использование для описания свойств направленности антенн при возбуждении видеоимпульсами весьма затруднительно. Использование временных зависимостей напряжённости электрического поля для описания свойств направленности антенны

тоже может представлять некоторые трудности, прежде всего из-за сложности временной структуры излучаемых импульсов.

Для описания пространственного распределения поля антенны при ее возбуждении видеоимпульсами удобно использовать угловые зависимости интегральных во времени величин – энергии сигнала или её плотности, а также связанных с ними безразмерных величин – энергетического коэффициента направленного действия (КНД) и энергетической диаграммы направленности. Энергетические характеристики позволяют оценить дальность действия радиоизлучающего средства, энергопотребление и другие показатели его эффективности. Практический интерес представляют зависимости энергетических характеристик направленности от длительности возбуждающего импульса, на основе которых может быть проведена оптимизация геометрических размеров антенны.

Цель работы – расчет и анализ зависимостей энергетических характеристик направленности биконической антенны от длительности возбуждающего видеоимпульса.

## 2. Модель поля излучения биконической антенны

Схема биконической антенны показана на рисунке 1, где обозначено: $L$ – длина образующей конического вибратора; $\theta_0$ – половина угла при вершине конического вибратора; x , y , z – оси декартовой системы координат, связанной с антенной; $r$ , $\theta$ – сферические координаты точки наблюдения в системе координат антенны.

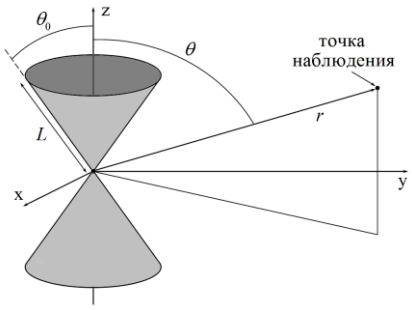



Рис. 1. Биконическая антенна.

При решении задачи приняты следующие допущения:

– излучающая поверхность антенны имеет бесконечно малую толщину;

– потери в антенне отсутствуют;

– электромагнитное взаимодействие между элементами излучающей поверхности отсутствует;

– расстояние между вершинами конических излучателей бесконечно мало;

– антенна возбуждается генератором с активным внутренним сопротивлением;

– затекание тока на внутренние поверхности конических излучателей отсутствует.

В рамках принятых допущений вектор напряженности поля рассматриваемой в дальней зоне может быть найден по формуле [5]:

$$\mathbf{E} = \left(E_{\text{к}}\left(r,\theta,t\right) + E_{\text{к}}\left(r,\pi-\theta,t\right)\right)\mathbf{e}_{\theta}. \qquad (1)$$

где $\mathbf{e}_{\theta}$ – орт координаты $\theta$; $E_{\text{к}}\left(r,\theta,t\right)$ – напряженность поля конического излучателя:

$$E_{\text{к}}\left(r,\theta,t\right) = \frac{1}{8\pi^2 r\varepsilon_{\text{а}}\, c\left(Z_{\text{г}}+Z_w\right)} \int\limits_{-\pi/2}^{\pi/2} a\left(\theta,\psi,\theta_0\right)\left( \frac{\Delta u\left(t^*, L/c, \Psi\left(\theta,\psi,\theta_0\right)L/c\right)}{\Psi\left(\theta,\psi,\theta_0\right)} + \right.$$

$$\left. + \frac{\Delta u\left(t^* - 2L/c, L/c, -\Psi\left(\pi+\theta,\psi,\theta_0\right)L/c\right)}{\Psi\left(\pi+\theta,\psi,\theta_0\right)} \right) d\psi\,. \qquad (2)$$

В (2) использованы следующие обозначения:

$$\Delta u(t,\tau_1,\tau_2) = \sum_{m=0}^{\infty} \rho^m \left(u_{\text{г}}\left(t-2m\tau_1\right) - u_{\text{г}}\left(t-\tau_1-2m\tau_2\right)\right); \qquad (3)$$

$$\Psi(\theta,\psi,\theta_0) = 1 - \sin\theta\sin\theta_0\cos\psi - \cos\theta\cos\theta_0; \qquad (4)$$

где $t^* = t - r/c$ – смещённое время; $c$ – скорость распространения электромагнитного поля; $\varepsilon_{\text{а}}$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; $Z_w = 120\ln\operatorname{ctg}\left(\theta_0/2\right)$ – волновое сопротивление биконической антенны [6]; $u_{\text{г}}\left(t\right)$, $Z_{\text{г}}$ – напряжение и внутреннее сопротивление возбуждающего генератора, соответственно; $\rho = \left(Z_{\text{г}} - Z_w\right)/\left(Z_{\text{г}} + Z_w\right)$ – коэффициент отражения в точке запитки антенны.

Плотность энергии электромагнитного поля биконической антенны в дальней зоне определяется по формуле [7]:

$$w\left(r,\theta\right) = \frac{1}{Z_0}\int_0^{\infty} \mathbf{E}^2 dt = \frac{1}{Z_0}\int_0^{\infty} \left(E_{\text{к}}\left(r,\theta,t\right) + E_{\text{к}}\left(r,\pi-\theta,t\right)\right)^2 dt\,, \qquad (5)$$

где $Z_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

Энергетический коэффициент направленного действия (КНД) и нормированная энергетическая диаграмма направленности биконической антенны, согласно [8], равны соответственно:

$$D\left(\theta\right) = 2\lim_{r\to\infty}\left( w\left(r,\theta\right) \Big/ \int_0^{\pi} w\left(r,\theta\right)\sin\theta d\theta \right), \qquad (6)$$

$$F\left(\theta\right) = D\left(\theta\right)/D_{\max} = \lim_{r\to\infty}\left(w\left(r,\theta\right)/w\left(r,\theta_{\max}\right)\right), \qquad (7)$$

где $\theta_{\max}$ – угловая координата главного максимума излучения; $D_{\max}$ – максимальное значение КНД антенны.

### 3. Результаты расчета энергетических характеристик направленности биконической антенны

С использованием выражений (1) – (7) проведено исследование энергетических характеристик направленности биконической антенны с параметрами $L = 0{,}9$ м и $\theta_0 = \pi/6$ рад, возбуждаемой гауссовым видеоимпульсом:

$$u_{\text{г}}(t) = u_{\text{г max}} \exp\left(-9(2t-\tau)^2 \Big/ \left(2\tau^2\right)\right)\sigma(t), \qquad (8)$$

где $u_{\text{г max}} = 10$ кВ – пиковое значение напряжения генератора; $\tau$ – длительность импульса по уровню $0,011 u_{\text{г max}}$; $\sigma(t)$ – функция Хевисайда. Внутреннее сопротивление генератора принято равным $Z_{\text{г}} = 50$ Ом.

На рисунке 2 показаны полярные графики функции $F(\theta)$ для разных значений длительности возбуждающего импульса. В таблице 1 приведены значения плотности энергии, энергетического КНД антенны и зенитных углов, соответствующих направлениям главных максимумов излучения для разных значений длительности возбуждающего импульса.

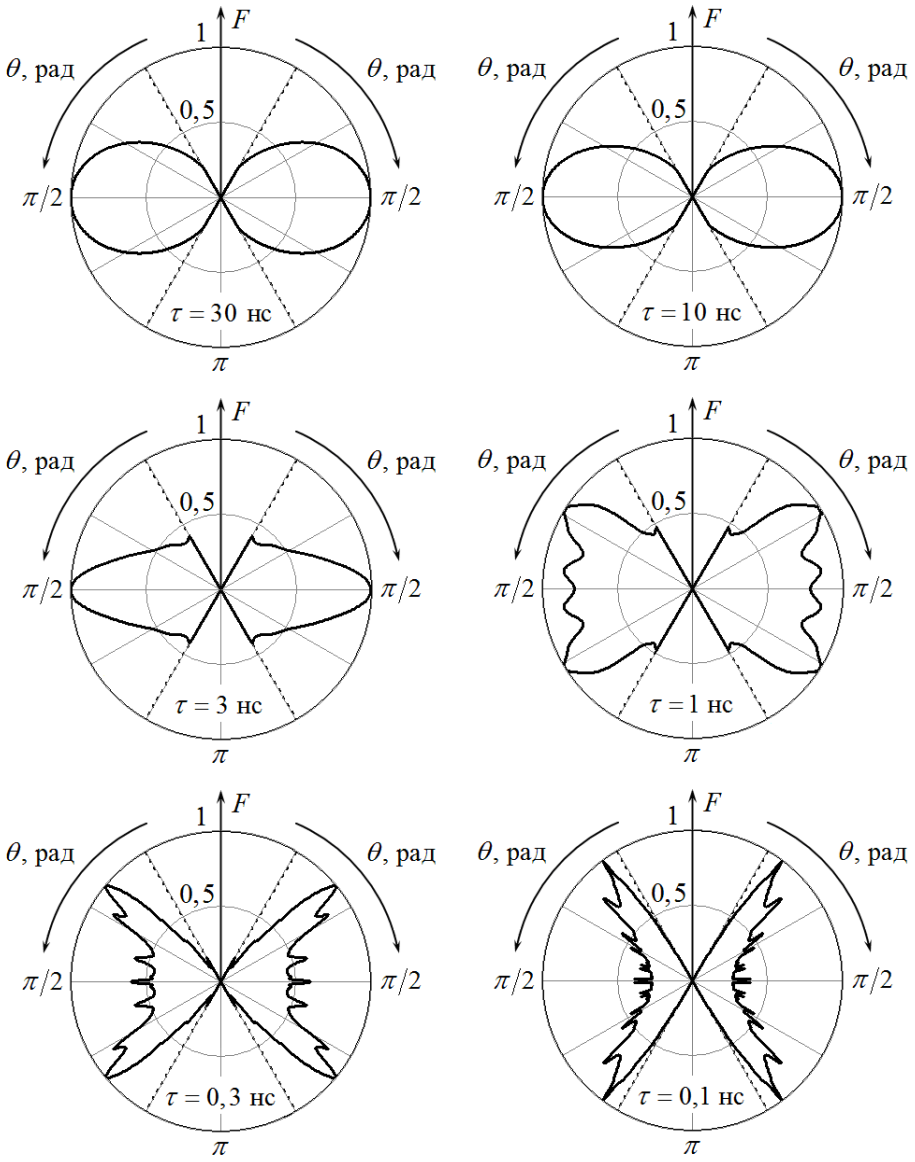



Рис. 2. Энергетические диаграммы направленности биконической антенны.

Таблица 1. Энергетические характеристики в направлениях главных максимумов излучения

| $\tau$, нс | $w(100, \theta_{\max})$, нДж/м$^2$ | $D_{\max}$ | $\theta_{\max}$, рад |
|---|---|---|---|
| 30 | 0,355 | 1,563 | 1,571 |
| 10 | 4,972 | 1,644 | 1,571 |
| 3 | 2,739 | 1,863 | 1,571 |
| 1 | 0,829 | 1,444 | 1,009; 2,133 |
| 0,3 | 0,283 | 2,042 | 0,873; 2,268 |
| 0,1 | 0,114 | 2,686 | 0,641; 2,501 |

Из графиков на рисунке 2 видно, что при длительностях возбуждающих импульсов 3 нс и более энергетическая диаграмма направленности имеет один максимум в направлении $\theta = \pi/2$ рад. При длительностях импульсов менее 3 нс диаграмма направленности приобретает многопиковый характер. Количество максимумов диаграммы направленности увеличивается при уменьшении $\tau$, а главные максимумы смещаются ближе к направлениям $\theta = \theta_0$ и $\theta = \pi - \theta_0$. Данные таблицы 1 показывают, что рассматриваемая биконическая антенна для принятых исходных данных является слабонаправленной. Наибольшая плотность энергии в главном направлении имеет место при $\tau = 10$ нс.

## 4. Заключение

Таким образом, рассчитаны энергетические характеристики направленности биконической антенны при ее возбуждении гауссовыми видеоимпульсами разной длительности. Результаты расчетов показали зависимость формы энергетической диаграммы направленности антенны и КНД в направлении главного максимума от длительности возбуждающего импульса. При возбуждении антенны импульсами, пространственная протяженность которых превосходит длину образующей конического излучателя, максимум излучения сосредоточен в направлении, перпендикулярном ее оси симметрии. При укорочении длительности импульса образуется несколько максимумов в разных направлениях и разного уровня. Главные максимумы излучения смещаются ближе к поверхностям конических излучателей.

## Литература


1. Зернов Н. В. Теория диапазонных слабонаправленных антенн. Л.: ЛКВВИА им. А. Ф. Можайского, 1958. – 180 с.
2. Макурин М. Н., Чубинский Н. П., Расчет характеристик биконической антенны методом частичных областей // Радиотехника и электроника, 2007, Т. 52, №10. – С. 1199-1208.
3. Калошин В. А., Мартынов Е. С., Скородумова Е. А. Моделирование биконической антенны в широкой полосе частот. III Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник докладов. М.: ИРЭ РАН, 2009. – С. 63-67.
4. Кошелев В. И., Петкун А. А., Дейчули М. П., Лю Ш. Частотные и временные характеристики конических ТЕМ антенн. IV Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник докладов. М.: ИРЭ РАН, 2010. – С. 659-663.

5. Волков А. А. Методика и результаты расчета поля излучения биконической антенны при импульсном возбуждении // Антенны, 2011, №9. – С. 38-42.
6. Щелкунов С. А., Фриис Г. Т. Антенны (Теория и практика). М.: Советское радио, 1955. – 604 с.
7. Зернов Н. В., Меркулов Г. В. Энергетические характеристики апертурных антенн, излучающих негармонические волны // Радиотехника, 1991, №1. С. 68-71.
8. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн / Под ред. В. Б. Авдеева и А. В. Ашихмина. Воронеж: ВГУ, 2005. – 223 с.

## REFERENCES

1. Zernov N. V. Theory of band weakly directed antennas. Leningrad: LKVVIA, 1958. – 180 p.
2. Makurin, M. N., Chubinsky, N. P., Calculation of the characteristics of a biconical antenna by the method of partial regions // Radio Engineering and Electronics, 2007, Vol. 52, No. 10. – Pp. 1199-1208.
3. Kaloshin V. A., Martynov E. S., Skorodumova E. A. Modeling a biconical antenna in a wide frequency band. III All-Russian Scientific and Technical Conference "Radar and Radio Communication". Collection of reports. Moscow: IRE RAN, 2009. – Pp. 63-67.
4. Koshelev V. I., Petkun A. A., Deichuli M. P., Liu Sh. Frequency and time characteristics of conical TEM antennas. IV All-Russian Scientific and Technical Conference "Radar and Radio Communication". Collection of reports. Moscow: IRE RAN, 2010. – Pp. 659-663.
5. Volkov A. A. Methods and results of calculating the radiation field of a biconical antenna during pulsed excitation // Antennas, 2011, No. 9. – Pp. 38-42.
6. Shchelkunov S. A., Friis G. T. Antennas (Theory and Practice). Moscow: Sovetskoye radio, 1955. – 604 p.
7. Zernov N. V., Merkulov G. V. Energy characteristics of aperture antennas emitting non-harmonic waves // Radio Engineering, 1991, No. 1. – Pp. 68-71.
8. Modeling small-sized ultra-wideband antennas / Ed. by V. B. Avdeev and A. V. Ashikhmin. Voronezh: VGU, 2005 . – 223 p.

# АЛГОРИТМЫ ВЫЯВЛЕНИЯ ГРУПП ТЕРРИТОРИАЛЬНО СОВМЕЩЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МОДИФИЦИРОВАННЫМ МЕТОДОМ СРЕДНЕГО СДВИГА

Э. А. Кирсанов[1], В. А. Татаринцев[1]

[1]ВУНЦ ВВС « ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Рассмотрены модифицированные алгоритмы обработки множества полученных в многопозиционных радиосистемах оценок координат источников радиоизлучения на основе автоматической классификации объектов на незаданное число классов модифицированным методом «среднего сдвига», учитывающие неоднородность пространства признаков, обусловленную отличием геометрических факторов и ковариационных матриц ошибок вычисления координат в различных точках плоскости. Приводятся результаты сравнительного анализа эффективности нескольких алгоритмов.

**Ключевые слова:** автоматическая классификация, метод «среднего сдвига», многопозиционная радиосистема, самообучение.

# ALGORITHMS OF IDENTIFICATION OF GROUPS OF TERRITORIALLY COMBINED RADIO EMISSION SOURCES BY THE MODIFIED METHOD OF AVERAGE SHIFT

E. A. Kirsanov[1], V. A. Tatarintsev[1],

[1]MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

**Abstract.** The modified algorithms of processing of a set of the estimates of coordinates of sources of a radio emission received in multiposition radio systems on the basis of automatic classification of objects on not set number of classes by the modified method of "average shift" considering the heterogeneity of space of signs caused by difference of geometrical factors and kovariatsionny matrixes of errors of calculation of coordinates in various points of the plane are considered. Results of the comparative analysis of efficiency of several algorithms are given.

**Keywords:** automatic classification, method of "average shift", multiposition radio system, self-training.

## 1. Введение

Одной из наиболее сложных задач, решаемых на этапе третичной (комплексной) обработки информации в многопозиционных радиосистемах (МРС) является задача выявления групп территориально совмещенных источников радиоизлучения [1-3]. Эта задача является задачей автоматической классификации множества оценок координат источников радиоизлучения (ИРИ) на незаданное число классов, решаемой методами самообучения (обучения без учителя). Определение числа классов может осуществляться в процессе поиска локальных максимумов непараметрической оценки плотности вероятности выборки методом «среднего сдвига» [4, 5]. Однако традиционный метод «среднего сдвига» неприменим для решения указанной задачи из-за неоднородности пространства признаков, обусловленной отличием геометрических

факторов и ковариационных матриц ошибок вычисления координат ИРИ в различных точках плоскости. Поэтому требуется его модификация.

*Цель работы* – проведение модификации метода «среднего сдвига» с учетом неоднородности пространства признаков и выполнение сравнительного анализа эффективности реализующих его алгоритмов обработки множества оценок координат ИРИ для угломерной МРС.

## 2. Постановка и решение задачи

Пусть по результатам наблюдения присутствующих в зоне ответственности МРС групп ИРИ получено неклассифицированное множество векторов первичных параметров положения $\mathbf{\Theta}_k$ и ковариационных матриц ошибок их измерения $\mathbf{K}_{\mathbf{\Theta}_k}$, $1 \le k \le N$. В результате вторичной обработки этой информации формируется множество оценок векторов координат ИРИ $\mathbf{X}_k = (x_k, y_k)^T$ и матриц точности их оценивания (обратных к ковариационным) $\mathbf{C}_k = \mathbf{H}^T(\mathbf{X}_k)\mathbf{K}_{\Theta_k}^{-1}\mathbf{H}(\mathbf{X}_k)$, $1 \le k \le N$, где $\mathbf{H}(\mathbf{X}_k) = \partial \mathbf{h}(\mathbf{X}_k)/\partial \mathbf{X}^T$ - матрица частных производных зависимости параметров положения от координат $\mathbf{\Theta} = \mathbf{h}(\mathbf{X})$. Требуется разделить множество оценок векторов координат ИРИ на $Q$ непустых непересекающихся подмножеств (классов), как можно более точно соответствующих реальным территориально совмещенным группам ИРИ.

Для непараметрической оценки плотности вероятности выборки в произвольной точке $\mathbf{X} = (x, y)^T$ будем использовать выражение

$$\hat{f}_h(\mathbf{X}) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} K_k(\mathbf{X}, h), \tag{1}$$

где

$$K_k(\mathbf{X}, h) = \frac{|\mathbf{C}_k|^{1/2}}{2\pi h^2}\exp\left\{-\frac{1}{2h^2}[\mathbf{X}-\mathbf{X}_k]^T\mathbf{C}_k[\mathbf{X}-\mathbf{X}_k]\right\} - \tag{2}$$

гауссовское ядро с задающим его ширину параметром сглаживания $h$.

С использованием правил векторного дифференцирования можно показать, что

$$\frac{d\hat{f}_h(\mathbf{X})}{d\mathbf{X}} = \frac{1}{Nh^2}\sum_{k=1}^{N} K_k(\mathbf{X}, h)\mathbf{C}_k[\mathbf{X}_k - \mathbf{X}], \tag{3}$$

или

$$\frac{d\hat{f}_h(\mathbf{X})}{d\mathbf{X}} = \frac{1}{Nh^2}\sum_{k=1}^{N} K_k(\mathbf{X}, h)\mathbf{C}_k\mathbf{X}_k - \frac{1}{Nh^2}[\sum_{k=1}^{N} K_k(\mathbf{X}, h)\mathbf{C}_k]\mathbf{X}. \tag{4}$$

Тогда максимизирующая оценку плотности вероятности выборки точка сдвига определяется выражением

$$\mathbf{m}(\mathbf{X}) = [\sum_{k=1}^{N} K_k(\mathbf{X}, h)\mathbf{C}_k]^{-1}\sum_{k=1}^{N} K_k(\mathbf{X}, h)\mathbf{C}_k\mathbf{X}_k\ . \tag{5}$$

Процедура «среднего сдвига» начинает свою работу с каждой точки выборки, циклически перемещаясь во вновь пересчитываемую точку сдвига (5), вплоть до сходимости итерационной процедуры.

Если матрицу точности принять одинаковой, то есть положить $\mathbf{C}_k = \mathbf{C}$, то точка сдвига будет определяться выражением

$$\mathbf{m}(\mathbf{X}) = [\sum_{k=1}^{N} K_k(\mathbf{X}, h)]^{-1} \sum_{k=1}^{N} K_k(\mathbf{X}, h)\mathbf{X}_k \,, \qquad (6)$$

предусматривающим пересчет матрицы точности для каждой точки сдвига. Если в (2) - (5) вместо матриц точности для всех оценок координат ИРИ использовать единичную матрицу, то есть положить $\mathbf{C}_k = \mathbf{I}$, то получим известное выражение для точки сдвига [4, 5]. При этом эффективность как традиционного, так и модифицированных методов «среднего сдвига» зависит от подлежащей подбору ширины ядра $h$.

### 3. Результаты моделирования

Для оценивания эффективности реализующих модифицированные и традиционный методы «среднего сдвига» алгоритмов осуществлялось статистическое моделирование результатов работы угломерной МРС с базой 10 км. Расстояние между соседними пеленгаторами, размещаемыми на линии база, задавалось одинаковым. Зона ответственности МРС размером 10×10 км располагалась на расстоянии 5 км от линии базы. По равномерному закону генерировалось истинное число групп ИРИ $L$ из интервала 2-10. Затем равномерно в зоне ответственности генерировались координаты их центров таким образом, чтобы расстояние между ближайшими центрами было не менее 1 км. Число наблюдений в каждом классе генерировалось по равномерному закону в диапазоне 5-15. Для каждого из них генерировались измеренные значения пеленгов $\theta_i$, $i = \overline{1, N_p}$ со средними квадратическими ошибками (СКО) $\sigma_\theta$, $N_p$ - общее количество пеленгаторов. Оценки координат ИРИ вычислялись по минимуму суммы квадратов до линий пеленгов [3]

$$x = \frac{\sum_{i=1}^{N} B_i^2 \cdot \sum_{i=1}^{N} A_i C_i - \sum_{i=1}^{N} A_i B_i \cdot \sum_{i=1}^{N} B_i C_i}{\sum_{i=1}^{N} A_i B_i \cdot \sum_{i=1}^{N} A_i B_i - \sum_{i=1}^{N} A_i^2 \cdot \sum_{i=1}^{N} B_i^2}, \; y = \frac{\sum_{i=1}^{N} A_i^2 \cdot \sum_{i=1}^{N} B_i C_i - \sum_{i=1}^{N} A_i B_i \cdot \sum_{i=1}^{N} A_i C_i}{\sum_{i=1}^{N} A_i B_i \cdot \sum_{i=1}^{N} A_i B_i - \sum_{i=1}^{N} A_i^2 \cdot \sum_{i=1}^{N} B_i^2}, \qquad (7)$$

где $A_i = \cos\theta_i$, $B_i = -\sin\theta_i$, $C_i = y_{pi}\sin\theta_i - x_{pi}\cos\theta_i$, $\mathbf{X}_{pi} = (x_{pi}, y_{pi})^T$, $i = \overline{1, N_p}$ – координаты пеленгаторов. Элементы матрицы точности оценок координат ИРИ

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} A & -B \\ -B & C \end{bmatrix},$$

вычислялись согласно приведенных в [6] выражений

$$A = \sum_{i=1}^{N_p} \frac{(y - y_{pi})^2}{\sigma_{\theta r}^2 R^4(\mathbf{X}, \mathbf{X}_{pi})}, \; B = \sum_{i=1}^{N_p} \frac{(x - x_{pi})(y - y_{pi})}{\sigma_{\theta r}^2 R^4(\mathbf{X}, \mathbf{X}_{pi})}, \; C = \sum_{i=1}^{N_p} \frac{(x - x_{pi})^2}{\sigma_{\theta r}^2 R^4(\mathbf{X}, \mathbf{X}_{pi})}, \qquad (8)$$

где $R(\mathbf{X}, \mathbf{X}_{pi}) = \sqrt{(x - x_{pi})^2 + (y - y_{pi})^2}$ – расстояние между ИРИ и $i$ - м пеленгатором, $\sigma_{\theta r} = \sigma_\theta(\pi/180)$ – СКО измерения пеленгов, выраженные в радианах, $i = \overline{1, N_p}$.

На рис. 1 для модифицированного метода «среднего сдвига» (5), использующего различные матрицы точности для оценок координат ИРИ, приведены линии равных

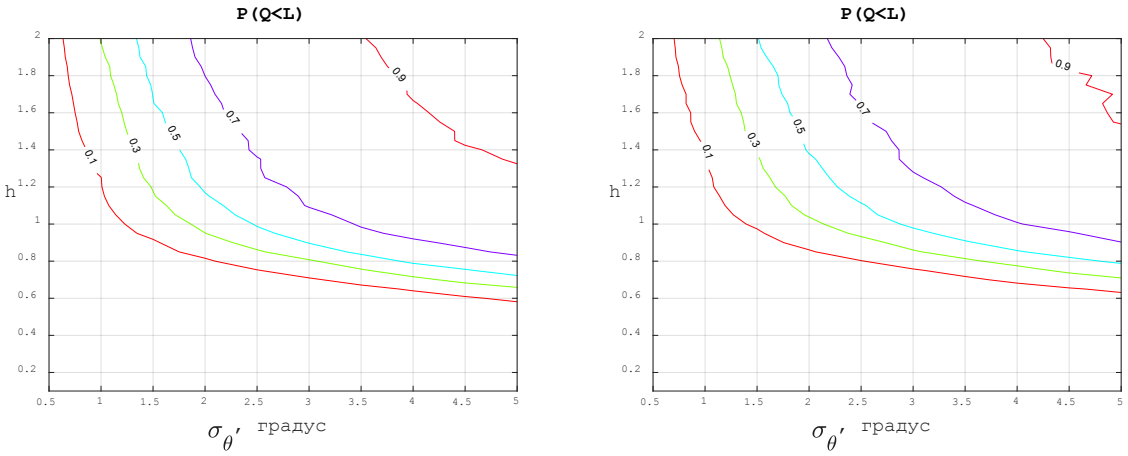
вероятностей занижения (а), правильного определения (б) и завышения (в) числа классов при изменении управляющих параметров ($\sigma_\theta, h$). Слева и справа приведены кривые соответственно для количества пеленгаторов МРС $N_p = 2$ и $N_p = 3$. На рис. 2 аналогичные зависимости приведены для модифицированного метода «среднего сдвига» (6), предусматривающего пересчет матрицы точности для каждой точки сдвига, а на рис. 3 – для традиционного метода «среднего сдвига». Для набора статистики проводилось 5000 испытаний для каждого фиксированного значения параметров $\sigma_\theta$ и $h$. При этом ошибка измерения пеленга $\sigma_\theta$ изменялась в интервале 0.5-5 с шагом 0.5 градусов, а ширина ядра $h$ изменялась в интервале 0.1-2 с шагом 0.05.

На рис. 4 приведены зависимости вероятности правильного определения числа классов от ошибки измерения пеленга для модифицированного метода «среднего сдвига» (5), использующего различные матрицы точности для оценок координат ИРИ (пунктир), для модифицированного метода «среднего сдвига» (6), предусматривающего пересчет матрицы точности для каждой точки сдвига согласно (8) (штрих-пунктир), и традиционного метода «среднего сдвига» (сплошная линия) при максимизирующих их значениях ширины ядра.

На рис. 5 приведены зависимости обеспечивающего максимальную вероятность правильного определения числа классов значения ширины ядра $h$ от ошибки измерения пеленга, где соответствующие различным алгоритмам кривые обозначены аналогично рис. 4. Заметим, что для модифицированных методов «среднего сдвига» ширина ядра является безразмерной величиной, а для традиционного метода имеет размерность входных данных.

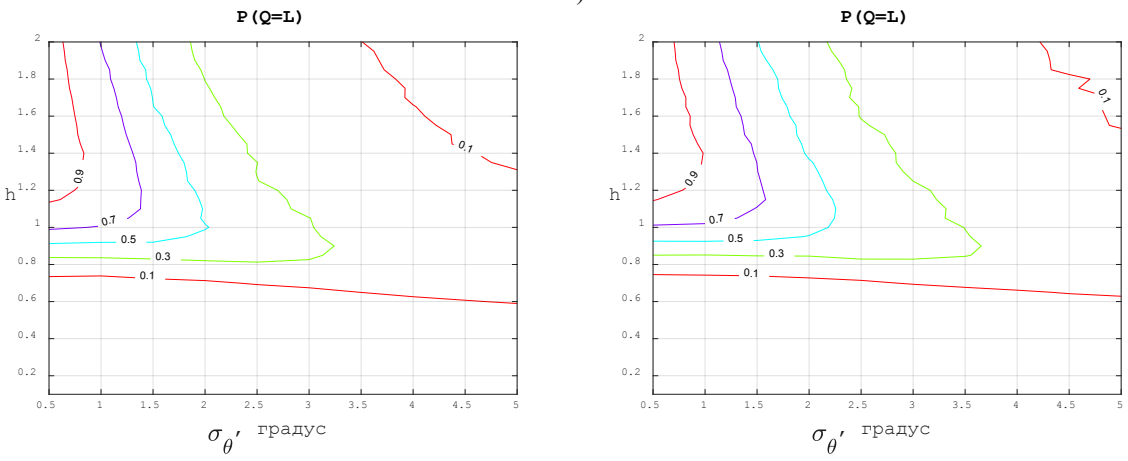
Анализ полученных результатов свидетельствует о преимуществе модифицированных методов «среднего сдвига» и реализующих их алгоритмов перед традиционным. С увеличением количества пеленгаторов это преимущество увеличивается. Модифицированный метода «среднего сдвига» с пересчетом матрицы точности для каждой точки сдвига показал более высокую эффективность по сравнению с модифицированным метода «среднего сдвига», использующим различные матрицы точности для оценок координат ИРИ. Это обусловлено тем, что матрицы точности вычисляются в точках оценок координат ИРИ, а они отличаются от истинного местоположения ИРИ. Пересчет матрицы точности позволяет повысить вероятность правильного определения числа классов. Но преимущество не является существенным.

Так, для двухпозиционной МРС при значении ошибки измерения пеленга 2 градуса модифицированный метод «среднего сдвига», использующий различные матрицы точности для оценок координат ИРИ, обеспечивает на 38 % большую вероятность правильного определения числа классов, а модифицированный метод «среднего сдвига» с пересчетом матрицы точности для каждой точки сдвига – на 39 % большую вероятность правильного определения числа классов по сравнению с традиционным.



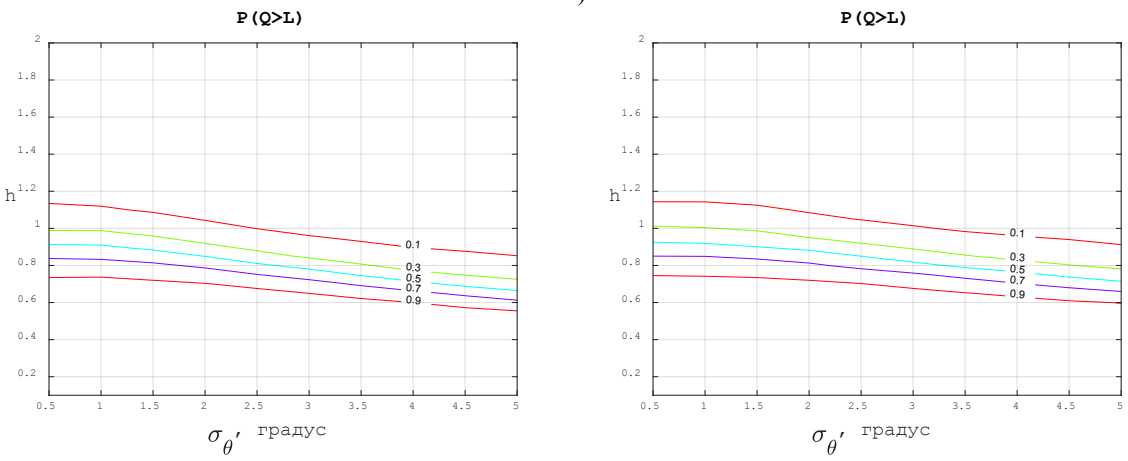

$N_p = 2$ $N_p = 3$

а)




$N_p = 2$ $N_p = 3$

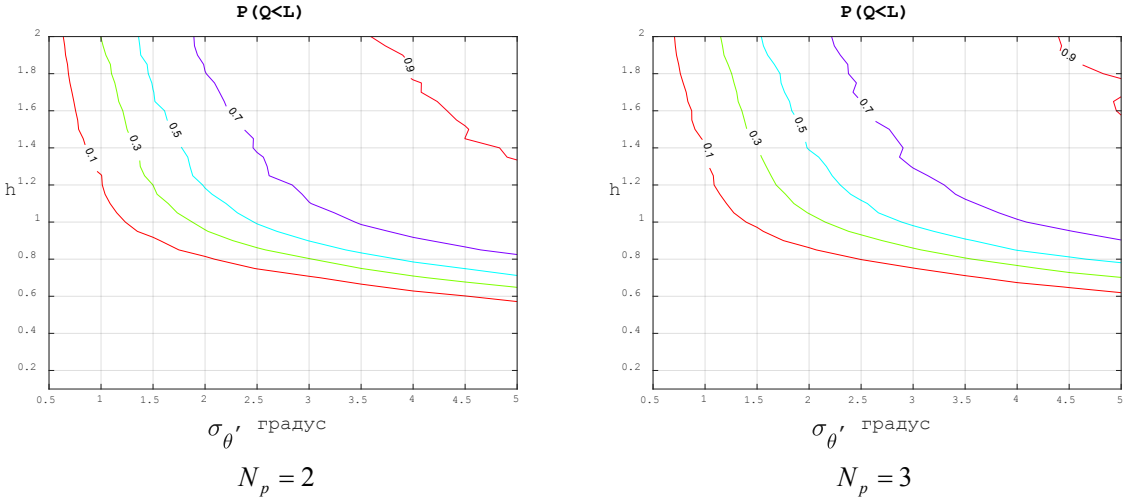
б)




$N_p = 2$ $N_p = 3$

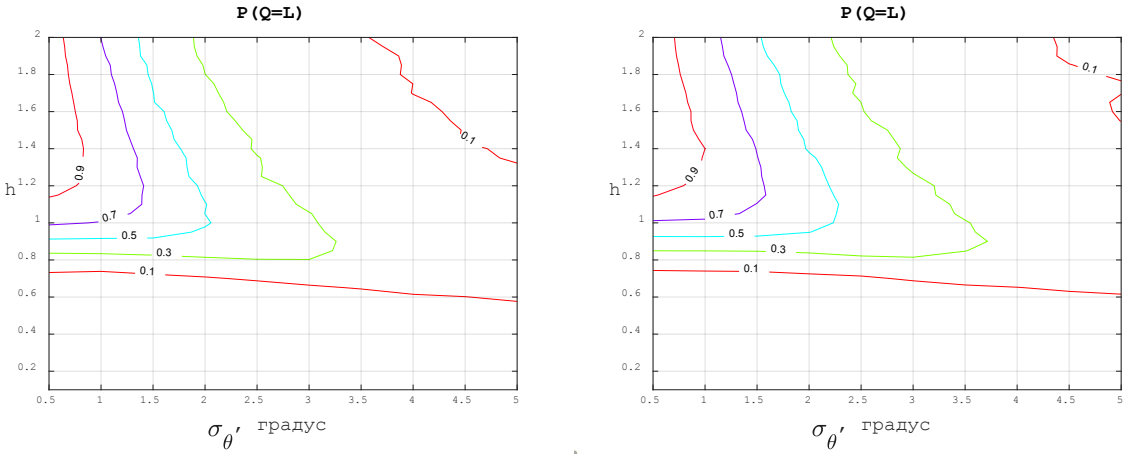
в)

Рис. 1. Линии равных вероятностей занижения (а), правильного определения (б) и завышения (в) числа классов для модифицированного метода «среднего сдвига», использующего различные матрицы точности для оценок координат ИРИ



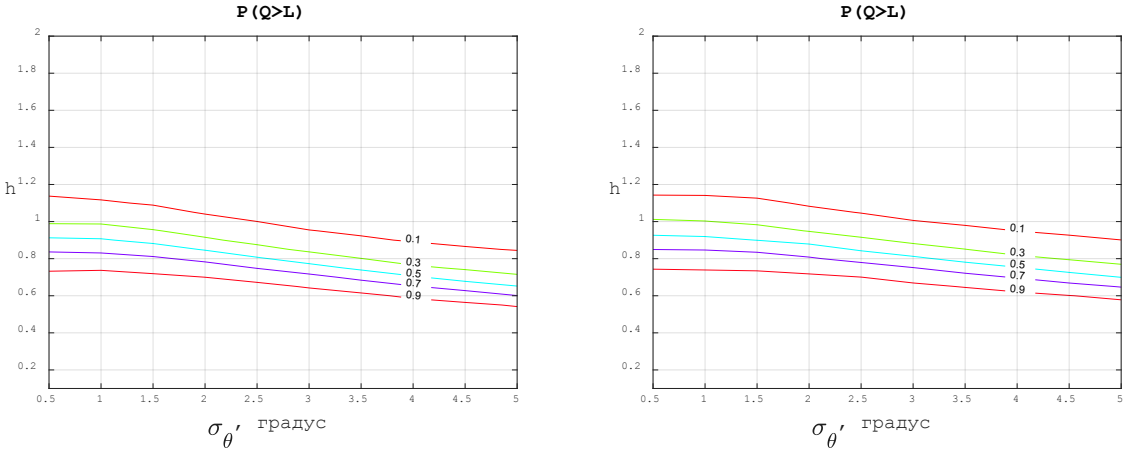

$N_p = 2$ $N_p = 3$

а)




$N_p = 2$ $N_p = 3$

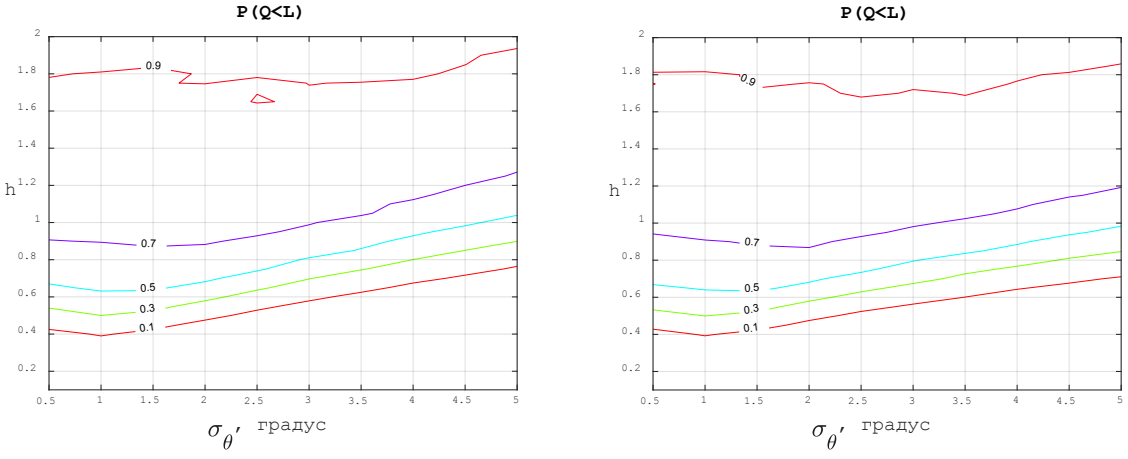
б)




$N_p = 2$ $N_p = 3$

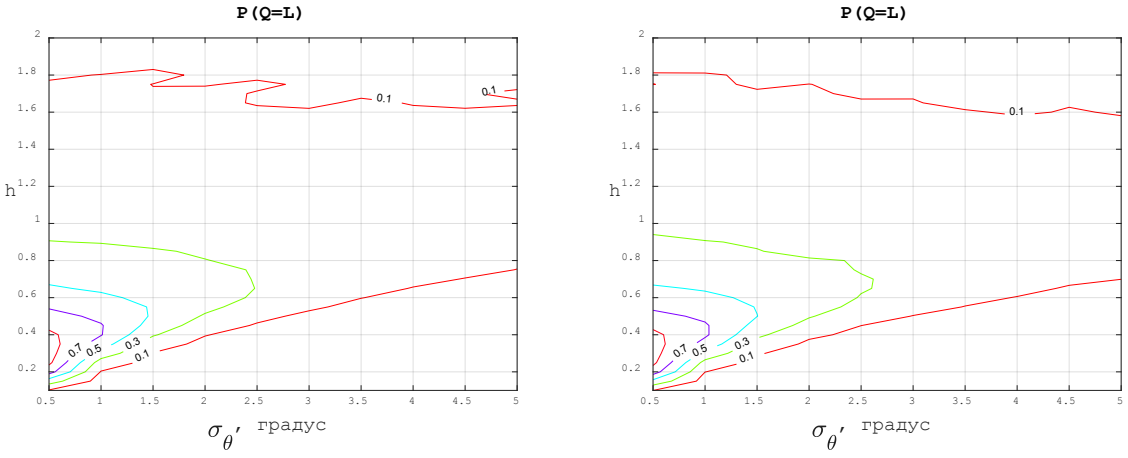
в)

Рис. 2. Линии равных вероятностей занижения (а), правильного определения (б) и завышения (в) числа классов для модифицированного метода «среднего сдвига», предусматривающим пересчет матрицы точности для каждой точки сдвига



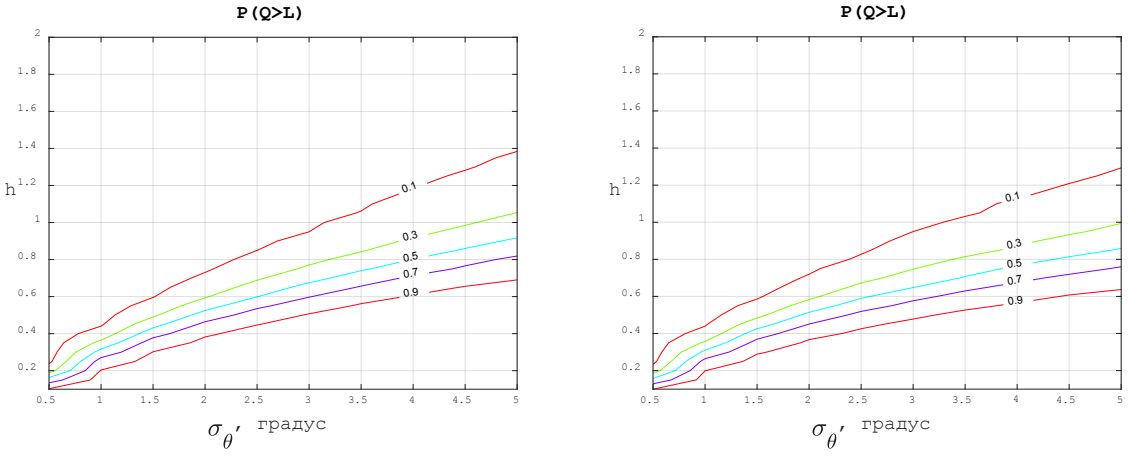

$N_p = 2$ $N_p = 3$

а)




$N_p = 2$ $N_p = 3$

б)




$N_p = 2$ $N_p = 3$

в)

Рис. 3. Линии равных вероятностей занижения (а), правильного определения (б) и завышения (в) числа классов для традиционного метода «среднего сдвига»

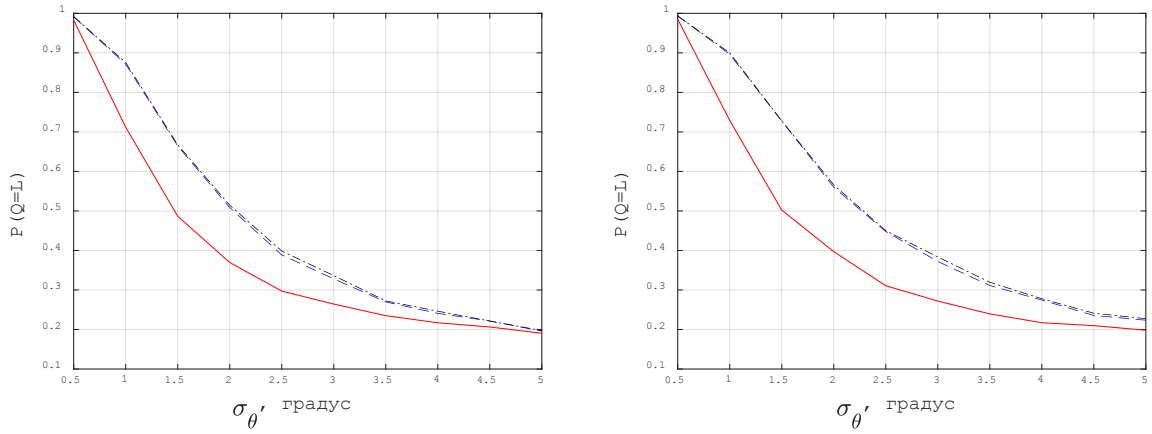



Рис. 4. Зависимости вероятности правильного определения числа классов от ошибки измерения пеленга

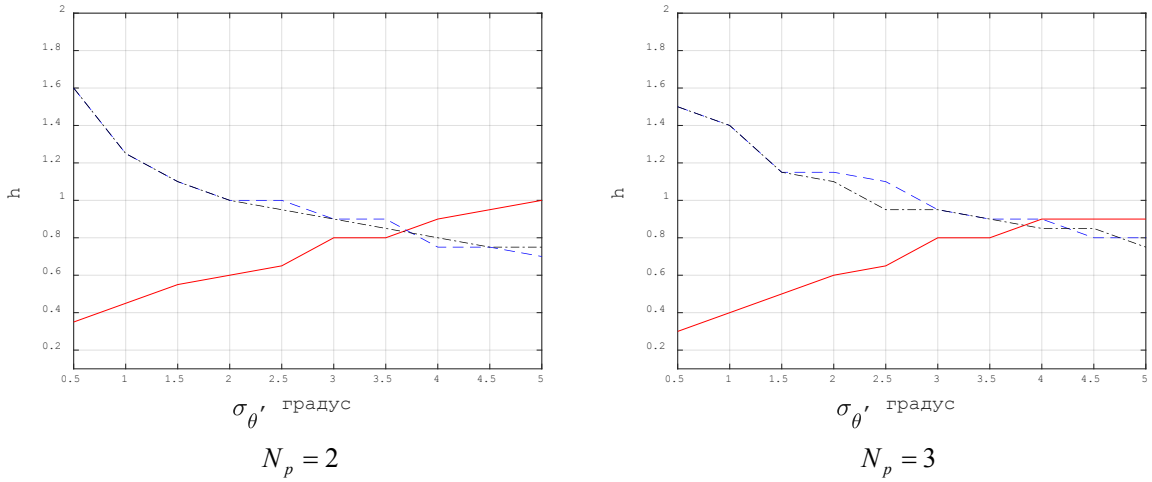



Рис. 5. Зависимости обеспечивающего максимальную вероятность правильного определения числа классов значения ширины ядра $h$ от ошибки измерения пеленга

Для трехпозиционной МРС при значении ошибки измерения пеленга 2 градуса модифицированный метод «среднего сдвига», использующий различные матрицы точности для оценок координат ИРИ, обеспечивает на 41 % большую вероятность правильного определения числа классов, а модифицированный метод «среднего сдвига» с пересчетом матрицы точности для каждой точки сдвига – на 42 % большую вероятность правильного определения числа классов по сравнению с традиционным.

## 4. Заключение

Анализ полученных результатов свидетельствует о наличии преимущества модифицированных методов «среднего сдвига» перед традиционным. За счет учета неоднородности пространства признаков модифицированные методы «среднего сдвига» обеспечивает большую вероятность правильного определения числа классов по сравнению с традиционным.

## Литература


1. Афанасьев В. И., Кирсанов Э. А., Сирота А. А. Сравнительный анализ возможностей человека-оператора и автоматических алгоритмов классификации координатной информации в режиме самообучения. // Радиотехника, 2000, № 10. - С. 79-85.
2. Кирсанов Э. А. Выявление групп территориально-совмещенных источников радиоизлучения в многопозиционных радиосистемах на основе самоорганизующейся нейронной сети. // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2007, № 10. - С. 70-73.
3. Кирсанов Э. А., Сирота А. А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. - 344 с.
4. Fukunaga K., Hostetler L. The estimation of the gradient of a density function, with applications in pattern recognition. // IEEE Transactions on information theory, 1975, № 1. - Pp. 32-40.
5. Comaniciu D., Meer P. Mean shift: A robust approach toward feature space analysis. // IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence, 2002, № 5. - Pp. 603-619.
6. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.


## References


1. Afanasyev V. I., Kirsanov E. A., Sirota A. A. The comparative analysis of opportunities of the person operator and automatic algorithms of classification of coordinate information in the self-training mode. // Radio engineering, 2000, No. 10. - Pp. 79-85.
2. Kirsanov E. A. Identification of groups of the territorial combined radio emission sources in multiposition radio systems on the basis of the self-organized neural network. // The information and measuring and operating systems, 2007, No. 10. - Pp. 70-73.
3. Kirsanov E. A., Sirota A.A. Information processing in the spatial distributed systems of radio monitoring: statistical and neural network approaches. M.: FIZMATLIT, 2012. - 344 p.
4. Fukunaga K., Hostetler L. The estimation of the gradient of a density function, with applications in pattern recognition. // IEEE Transactions on information theory, 1975, № 1. - Pp. 32-40.
5. Comaniciu D., Meer P. Mean shift: A robust approach toward feature space analysis. // IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence, 2002, № 5. - Pp. 603-619.
6. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. The theory and technology of processing of radar information against the background of hindrances. M.: Radio and communication, 1981. - 416 p.

# АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОСИГНАЛОВ ОБЪЕМНОЙ ВИНТОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ С ПЕРЕМЕННЫМ ШАГОМ

Е. С. Артемова[1], М. П. Сличенко[1]

[1] АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предложена структура винтовой антенной решетки с переменным шагом. В качестве функции изменения шага винтовой линии рассмотрена экспоненциальная зависимость. Показано, что применение данной решетки в составе многоканальных обнаружителей-пеленгаторов позволяет обеспечить повышение точности пеленгования и разрешающей способности по углу места без изменения количества антенных элементов и радиоприемных каналов.

**Ключевые слова:** азимут, винтовая антенная решетка, летательный аппарат, многоканальный обнаружитель-пеленгатор, разрешающая способность, средняя квадратическая ошибка пеленгования, угол места, функция неопределенности.

# ANALYSIS OF THE DIRECTION FINDING EFFICIENCY OF RADIO SIGNAL SOURCES WITH A VARIABLE PITCH HELICAL ANTENNA ARAY

E. S. Artemova[1], M. P. Slichenko[1]

[1]Joint Stock Company «Concern «Sozvezdie» (JSC «Concern «Sozvezdie»), Voronezh, Russia

**Abstract.** The structure of a helical antenna array with a variable pitch is proposed. An exponential dependence is considered as a function of changing the pitch of a helix. It is shown that the use of this array as part of multichannel direction-finding detectors makes it possible to increase the accuracy of direction-finding and resolution in elevation without changing the number of antenna elements and radio channels.

**Keywords:** azimuth, helical antenna array, aircraft, multichannel detector-direction finder, resolution, mean square error of direction finding, elevation angle, uncertainty function.

## 1. Введение

Для решения ряда задач с целью повышения дальности обнаружения источника радиоизлучения (ИРИ) и увеличения размеров зоны радиомониторинга [1, 2] обнаружитель-пеленгатор (ОП) размещают в качестве целевой нагрузки на летательном аппарате (ЛА). Из-за имеющихся ограничений на массогабаритные характеристики ОП, широкое распространение получили ОП с плоскими антенными системами (АС) например, вида эквидистантной кольцевой антенной решетки (ЭКАР). При фиксированной высоте подъема АС над поверхностью земли с ростом горизонтальной дальности до источника угол места прихода радиоволны уменьшается, а средняя квадратическая ошибка (СКО) пеленгования по углу места возрастает, что обусловлено уменьшением апертуры ЭКАР в проекции на плоскость волнового фронта радиоволны.

Повысить точность пеленгования и разрешающую способность ОП по углу места позволяет пространственный разнос антенных элементов вдоль вертикальной оси (объемная конфигурация АР). В качестве одной из возможных конфигураций объемной

АС в [3] предложена эквидистантная винтовая антенная решетка (ЭВАР). Соседние антенные элементы ЭВАР расположены на одинаковом расстоянии вдоль винтовой линии – кривой в трехмерном пространстве, расположенной на круглом цилиндре. При этом проекцией на плоскость является окружность, как и для ЭКАР. Изменяя шаг винта (h) винтовой линии к радиусу (R) окружности образующего цилиндра, возможно существенно повысить точность и разрешающую способность пеленгования ИРИ при ненулевых углах места не увеличивая количество АЭ и, в случае моноимпульсного приема, радиоприемных каналов.

Кроме того, АЭ могут располагаться вдоль винтовой линии не только на одинаковом расстоянии друг от друга (случай ЭВАР), но и с переменным шагом по вертикали. В таком случае цилиндрическая винтовая линия является «сжатой» с переменным вдоль вертикальной оси шагом и геликальным углом. Такая конфигурация позволит обеспечить повышение кривизны функции неопределенности (ФН) [1-5] в максимуме, а следовательно, точности и разрешающей способности пеленгования в угломестной плоскости. Предлагаемой объемной ВАР с переменным шагом свойственны все преимущества ЭВАР относительно плоской ЭКАР; оставляя неизменным количество АЭ, их тип и массу АР, обеспечивается существенное повышение точности и разрешающей способности пеленгования в угломестной плоскости, в особенности при малых углах места (до 10-20 град). Проекция точек расположения объемной ВАР с переменным шагом на горизонтальную плоскость образует ЭКАР, поэтому рабочий диапазон частот, азимутальный сектор и точность пеленгования по азимуту для такой объемной ВАР в сравнении с плоской ЭКАР остаются неизменными.

Цель работы – провести анализ показателей эффективности пеленгования ИРИ в случае многоканального ОП с АС вида ВАР с переменным шагом.

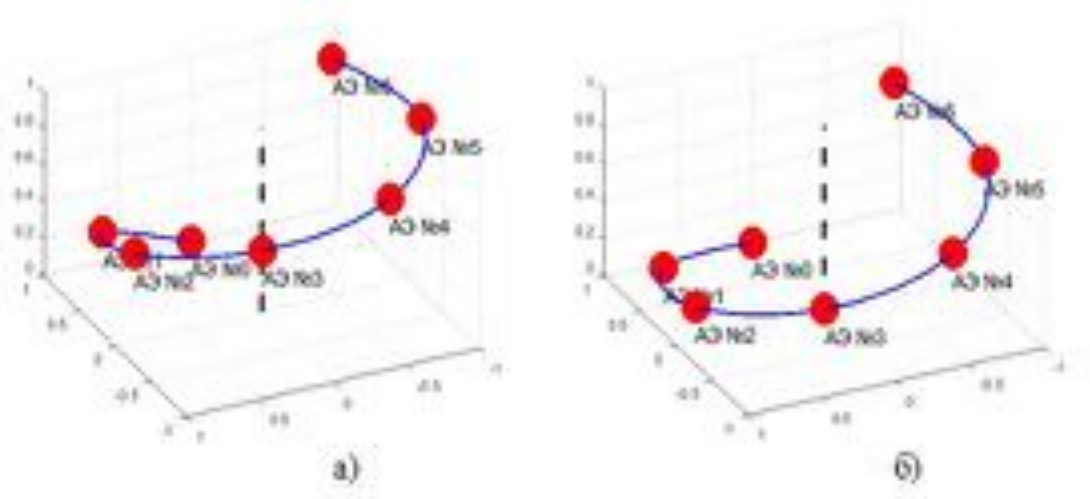



Рис. 1. Изображение точек расположения АЭ семиэлементной ВАР на винтовой линии с эквидистантным (а) и переменным шагом (б).

## 2. Анализ характеристик направленности ВАР с переменным шагом

Рассмотрим случай пеленгования плоской монохроматической волны ОП с АС вида ВАР с переменным шагом. Пусть АС имеет $N>3$ антенных элементов, подключенных ко входам $N$-канального пеленгаторного приемника, и характеризуется $N$-мерной вектор-функцией – векторной комплексной диаграммой направленности (ВКДН) $\dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)$, определенной в связанной с АС системе координат (СК). Здесь $\theta$ – азимут, а $\beta$ – угол места прихода радиоволны волны. В процессе пеленгования в качестве наблюдаемых данных (НД) будем рассматривать совокупность измеренных на выходах АС ОП комплексных амплитуд (КА) напряжений:

$$\Re = \{\dot{\mathbf{U}}_1, \dot{\mathbf{U}}_2, ..., \dot{\mathbf{U}}_r\}$$

где $r = \overline{1,R}$ – порядковый номер последовательных во времени серии измерений КА напряжений, $\dot{\mathbf{U}}_r = \dot{E}_r \dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta) + \dot{\boldsymbol{\xi}}_r$, $\dot{E}_r$ – комплексные амплитуды напряженности составляющей электрического (магнитного) поля радиоволны, приходящей с направления $(\theta,\beta)$; $\dot{\boldsymbol{\xi}}_r$ – $N$-мерный вектор шума, элементами которого являются комплексные центрированные гауссовские случайные величины с одинаковой для всех измерений матрицей ковариации $\dot{\mathbf{K}} = \left\langle \dot{\boldsymbol{\xi}}_r \left(\dot{\boldsymbol{\xi}}_r\right)^{\mathrm{H}} \right\rangle$; $(\cdot)^{\mathrm{H}}$ – оператор эрмитова сопряжения, $\langle\cdot\rangle$ – оператор усреднения по вероятности.

В [1] показано, что максимально правдоподобная оценка $(\hat{\theta},\hat{\beta})$ направления на ИРИ находится как аргумент глобального максимума пеленгационного рельефа, определенного в СК АС:

$$(\hat{\theta},\hat{\beta}) = \arg\sup_{\alpha,\beta}\left[M(\theta,\beta)\right]$$

$$M(\theta,\beta) = \frac{\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\theta,\beta)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)}{\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\theta,\beta)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)} \quad \dot{\mathbf{W}} = \sum_{r=1}^{R}\dot{\mathbf{U}}_r\left(\dot{\mathbf{U}}_r\right)^{\mathrm{H}}$$

$\dot{\mathbf{W}}$ – «накопленная» по серии измерений выборочная матрица взаимных энергий.

Нижняя граница неравенства Крамера-Рао представляет собой матрицу, обратную матрице Фишера, а именно [4]

$$\boldsymbol{\Phi}^{-1} = \begin{pmatrix} \sigma_\theta^2 & -\dot{r}_{\theta\beta}\sigma_\theta\sigma_\beta \\ -\dot{r}^*_{\theta\beta}\sigma_\theta\sigma_\beta & \sigma_\beta^2 \end{pmatrix}$$

Дисперсии совместных оценок азимута и угла места направления прихода радиоволны, а так же комплексный коэффициент корреляции совместных оценок имеют вид:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2\mu}\frac{1}{\left(1-\left|\dot{r}_{\theta\beta}\right|^2\right)}\frac{1}{\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)}{\partial\theta}}$$

$$\sigma_\beta^2 = \frac{1}{2\mu}\frac{1}{2\left(1-\left|\dot{r}_{\theta\beta}\right|^2\right)}\frac{1}{\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)^{\mathrm{H}}}{\partial\beta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)}{\partial\beta}}$$

$$\dot{r}_{\theta\beta} = \frac{\dfrac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)}{\partial\beta}}{\sqrt{\dfrac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)}{\partial\theta}}\sqrt{\dfrac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})^{\mathrm{H}}}{\partial\beta}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta,\beta)}{\partial\beta}}}$$

Здесь $\mu$ – энергетическое отношение сигнал/шум, $\dot{\mathbf{\Lambda}}$ – матрица коэффициентов ковариации шума.

Ниже представлены данные, полученные по результатам моделирования в пакете Matlab характеристик азимутального пеленгования ОП с семиэлементной ВАР с эквидистантным и переменным шагом.

На рис. 2-5 представлены ФН по азимуту и углу места для 7-ЭВАР (2) и 7-ВАР (3) и их азимутальные (4) и угломестные (5) срезы вдоль истинного значения направления прихода радиоволны, характеризуемого азимутом 40 град. и углом места $\beta_0$=10 град. при $R/\lambda = h/R$=1 ($h$ – шаг ВАР, $R$ – радиус окружности – проекции винтовой линии на горизонтальную плоскость). Изменение шага ВАР производилось по экспоненциальному закону; координата АЭ вдоль вертикальной оси вычислялась по формуле $Z_n = (n/N)(h/R)\exp(1-n/N)$.

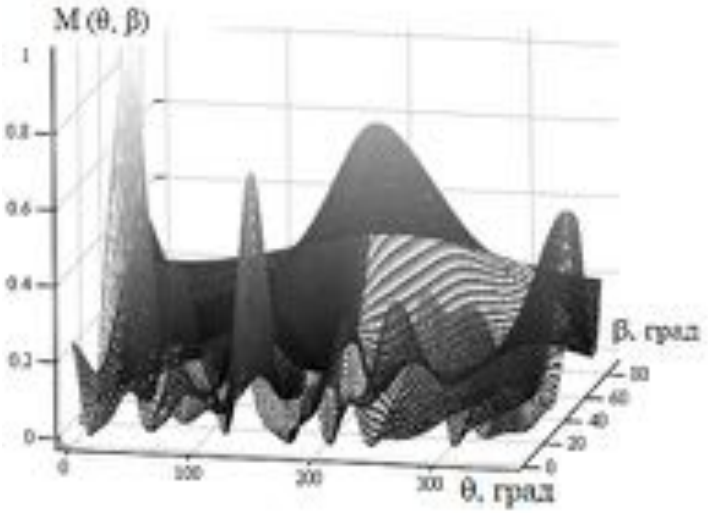



Рис.2. ФН для 7- ЭВАР.

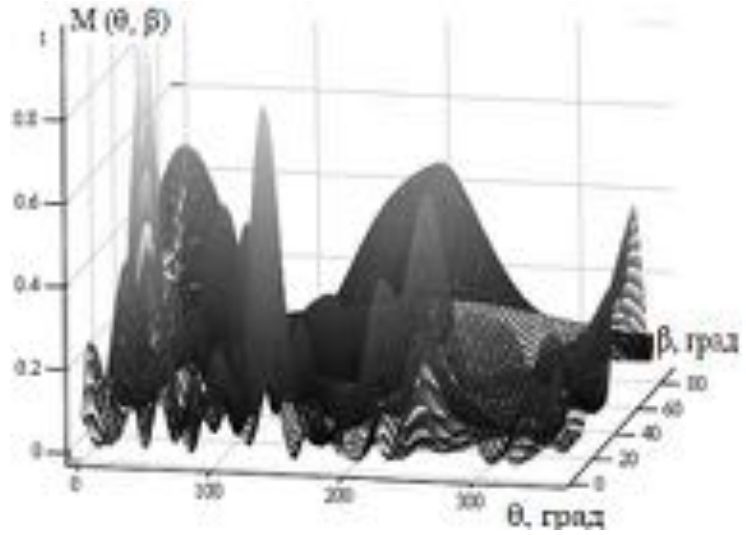



Рис.3. ФН для 7- ВАР

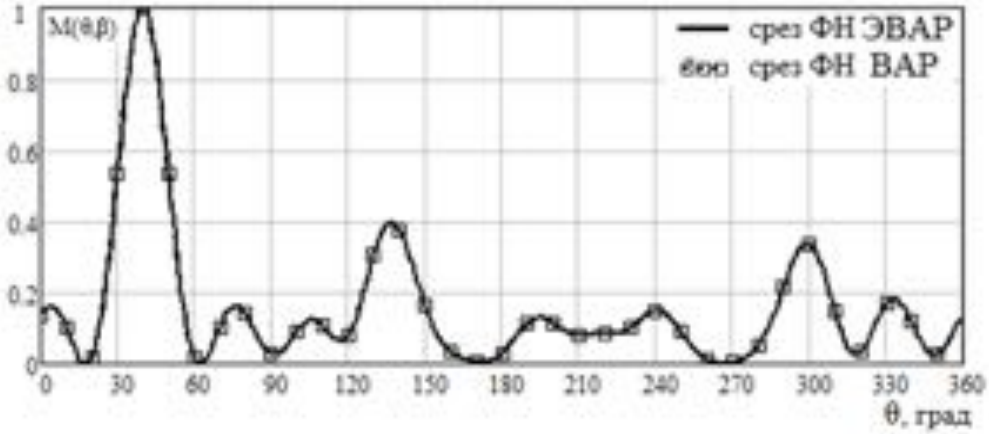



Рис.4. Азимутальный срез ФН для семиэлементной ЭВАР и ВАР.

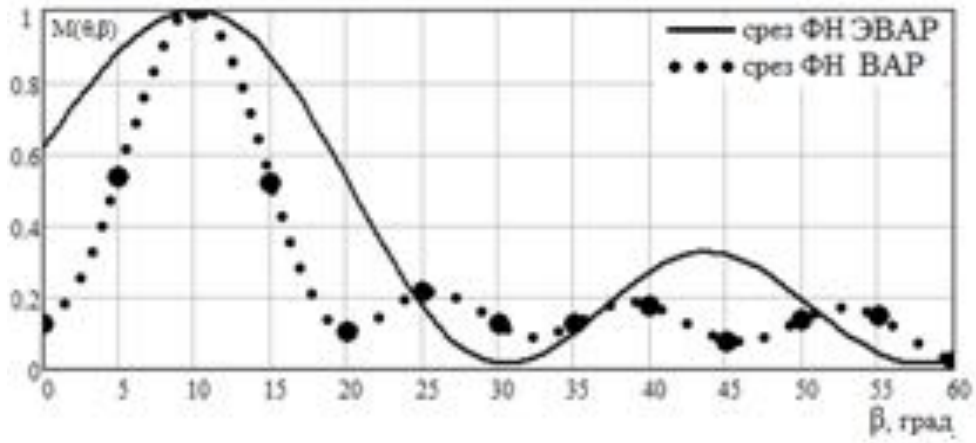



Рис.5. Угломестный срез ФН для семиэлементной ЭВАР и ВАР.

Азимутальные срезы ЭВАР и ВАР совпадают (см. рис.4), так как одинаковы проекции обеих решеток на горизонтальную плоскость. ВАР с переменным шагом в сравнении с ЭВАР при малых углах места (менее 20 град.) обеспечивает лучшее разрешение и более высокую точность пеленгования в угломестной плоскости (см. рис.5).

На рис. 6 представлены азимутальная зависимость отношения потенциальной СКО пеленгования по азимуту, $\sigma_\theta^{(ВАР)}$, в случае ВАР к переменным шагом к СКО, $\sigma_\theta^{(ЭВАР)}$, пеленгования в случае ЭВАР при $h/R = 1$. Видно, что переменный шаг ВАР приводит к незначительным изменениям точности пеленгования (изменение СКО в пределах от минус 4% до плюс 2%).

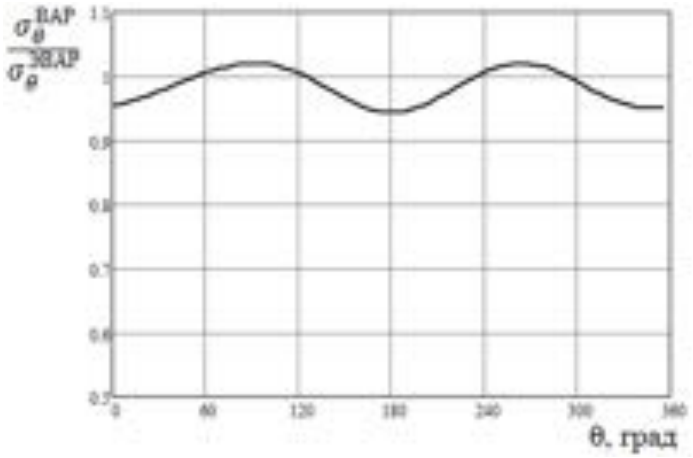



Рис.6. Отношение потенциальных СКО пеленгования по азимуту, обеспечиваемых ОП с ЭВАР и ВАР с переменным шагом.

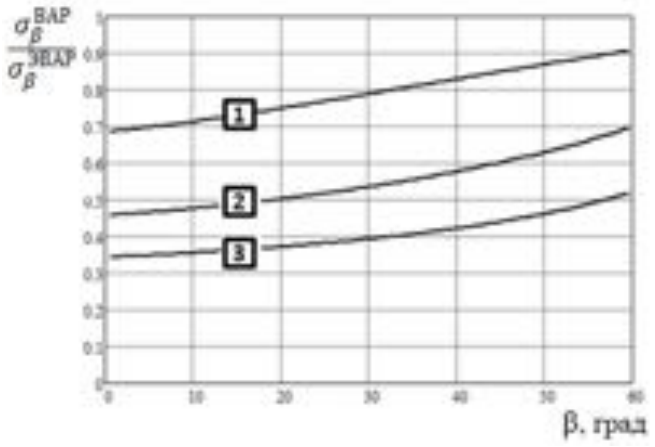



Рис.7. Отношение потенциальных СКО пеленгования по углу места, обеспечиваемых ОП с ЭВАР и ОП с ВАР при различных значениях отношения $h/R$.

На рис. 7 представлена угломестная зависимость отношения потенциальной СКО пеленгования по азимуту, $\sigma_\theta^{(ВАР)}$, в случае ВАР к переменным шагом к СКО, $\sigma_\theta^{(ЭВАР)}$,

пеленгования в случае ЭВАР при различных значениях $h/R$: $h/R$=1 – кривая 1, $h/R$=1,5 – кривая 2, $h/R$=2 – кривая 3. Видно, что с увеличением шага винтовой линии выигрыш в точности пеленгования за счет использования ВАР с переменным шагом увеличивается.

## 3. Заключение

Предлагаемая структура объемной ВАР с переменным шагом (изменяющимся по экспоненциальному закону) по сравнению с ЭВАР обеспечивает повышение точности пеленгования и разрешающей способности по углу места. Применение ВАР с переменным шагом в многоканальных моноимпульсных ОП позволяет обеспечить повышение эффективности пеленгования источников радиосигналов по углу места (наиболее существенное при углах менее 20 град.) без увеличения количества антенных элементов, радиоприемных каналов ОП, азимутального сектора пеленгования и рабочего диапазона частот.

## Литература


1. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Обнаружение и пеленгование источников радиоизлучений в рамках теории статистической радиотехники// Радиотехника, 2016, №5. - С. 26-40.
2. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Методы статистической радиотехники в современном решении задач радиомониторинга // Антенны, 2016, №6. С. 55-62.
3. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Анализ пеленгационных характеристик эквидистантной винтовой антенной решетки // Теория и техника радиосвязи, 2018. № 4. С. 92-99.
4. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Потенциальная точность совместного оценивания азимута и угла места направления прихода радиоволн от источников радиоизлучения //Антенны, 2018. №5 С.38-46.
5. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П., Артемова Е.С. Способ двухмерного моноимпульсного пеленгования источников радиоизлучений. 2019. Патент РФ № 2696095, G01S 5/04


## References


1. Artemov M.L., Afanasyev O.V.. Slichenko M.P. Detection and direction finding of radio sources within the framework of the theory of statistical radio engineering // Radiotec, 2016, №5. - P. 26-40.
2. Artemov M.L., Afanasyev O.V.. Slichenko M.P. Methods of statistical radio engineering in the modern solution of radio monitoring problems // Antennas, 2016, №6. P. 55-62.
3. Artemov M.L., Afanasyev O.V.. Slichenko M.P. Analysis of direction-finding characteristics of an equidistant helical antenna array // Theory and technique of radio communication, 2018. № 4. P. 92-99.
4. Artemov M.L., Afanasyev O.V.. Slichenko M.P. Potential accuracy of joint estimation of azimuth and elevation angle of the direction of arrival of radio waves from sources of radio emission // Antennas, 2018. №5 P.38-46.
5. Artemov M.L., Afanasyev O.V.. Slichenko M.P., Artemova E.S. Method for two-dimensional monopulse direction finding of radio emission sources.2019. Patent RF № 2696095, G01S 5/04

# ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБОЧНОГО ПРИЕМА БИТА В КАНАЛЕ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ, ВЫДЕЛЯЮЩЕМ НЕСУЩЕЕ КОЛЕБАНИЕ ИЗ ВХОДНОГО СИГНАЛА, ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ

А.В. Петров, В.В. Михалев, А.А. Клюев

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

**Аннотация.** Проведен анализ воздействия гармонической помехи (ГП) на канал передачи данных, реализующий когерентный способ приема сигналов с двоичной фазовой манипуляцией (ФМн), в котором опорное колебание восстанавливается из входного сигнала. Получены аналитические выражения, для расчета вероятности ошибочного приема бита как функции отношения мощностей помехи к мощности сигнала и разности частот помехи и сигнала на входе приемника подавляемого канала. Предполагалось, что разность начальных фаз помехи и сигнала распределена по равномерному закону.

**Ключевые слова:** гармоническая помеха, фазовая манипуляция, вероятность ошибочного приема бита, отношение мощности помехи к мощности сигнала, частотная расстройка помехи и сигнала, петля Костаса, квадратичная петля.

# BIT-ERROR RATE IN CHANNEL WITH BINARY PHASE-SHIFT KEYING, RECOVERING CARRIER OSCILLATION FROM THE INCOMING SYGNAL, UNDER IMPACT OF HARMONIC INTERFERENCE

A.V. Petrov, V.V. Mikhalev, A.A. Kluev

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

**Abstract.** The effect of harmonic interference upon a data channel with coherent reception of binary phase shift keyed signal, employing the recovery of reference wareform from the incoming signal, has been analyzed. Analytic expressions for estimation of bit-error rate as a function of interference power-to-signal power ratio and interference frequency-to-signal frequency mismatch at the input of a receiver have been obtained. It was supposed that jamming phase-to-signal phase difference is uniformly distributed.

**Keywords:** harmonic interference, phase-shift keying, bit error rate, interference power-to-signal power ratio, interference frequency-to-signal frequency mismatch, Kostas loop, square loop.

Для передачи данных по радиоканалам часто используется двоичная фазовая манипуляция (ФМн) [1]. При когерентной демодуляции сигналов с двоичной ФМн приемник канала передачи информации (КПИ) должен генерировать опорные сигналы, совпадающие по фазе с несущим колебанием [1]. Решение задач, в интересах защиты, разрушения информации или обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) предполагает оценку помехоустойчивости каналов передачи информации на фоне сигналоподобных помех [2]. Анализ помехоустойчивости каналов с ФМн под воздействием сигналоподобных помех проводился в ряде работ [2-5], при этом предполагалось, что помехи не оказывают влияния на процедуру формирования опорного сигнала приемником. Но во многих случаях информация, необходимая для

формирования опорного колебания извлекается непосредственно из поступающего на вход сигнала, поэтому сигналоподобная помеха, действующая в канале совместно с сигналом, будет оказывать влияние, как на процесс демодуляции сигнала, так и на процесс формирования опорного колебания. Гармоническая помеха, представляющая собой немодулированное гармоническое колебание с постоянной амплитудой и частотой является частным случаем сигналоподобной помехи.

Цель работы: определение вероятности ошибочного приема бита в канале с когерентным демодулятором сигналов с двоичной ФМн, восстанавливающем опорное колебание из входного сигнала, на фоне гармонической помехи.

Несущее колебание с частотой $f_{\text{с}}$ и средней мощностью $P_{\text{с}}$ в канале представим в виде

$$z_0(t) = \sqrt{2P_{\text{с}}}\cos(2\pi f_{\text{с}} t),$$

и будем считать, что информация передается путем изменения фазы несущей на $\pi$. В результате в канале на длительности произвольного тактового интервала $0 < t < T$ возможны два варианта сигналов

$$z_{\text{с}}(t) = \sqrt{2P_{\text{с}}}\cos(2\pi f_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}), \text{ где } \varphi_{\text{с}} = 0 \text{ или } \varphi_{\text{с}} = \pi.$$

Пусть совместно с сигналом на данном тактовом интервале присутствует и гармоническая помеха с частотой $f_{\text{п}}$, средней мощностью $P_{\text{п}}$ и начальной фазой $\varphi_{\text{п}}$:

$$z_{\text{п}}(t) = \sqrt{2P_{\text{п}}}\cos(2\pi f_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}})$$

Фаза сигнала на входе приемника определятся фазой суммарным сигналом

$$z_{\Sigma}(t) = z_{\text{с}}(t) + z_{\text{п}}(t),$$

который, можно представить в виде колебания с изменяющейся амплитудой $A_{\Sigma}(t)$ мгновенной частотой $f_{\Sigma}(t)$ и начальной фазой $\varphi_{\Sigma}$ в виде

$$z_{\Sigma}(t) = A_{\Sigma}(t)\cos\left(2\pi\int_0^t f_{\Sigma}(x)dx + \varphi_{\Sigma}\right). \quad (1)$$

Параметры суммарного сигнала определяются следующими соотношениями:

$$A_{\Sigma}(t) \sim 1 + 2\sqrt{h}\cos[2\pi(f_{\text{п}} - f_{\text{с}})t + \varphi_{\text{п}} - \varphi_{\text{с}}] + h,$$

$$\varphi_{\Sigma} = \begin{cases} 0, \text{ при } \Phi = 0, \\ \operatorname{arctg}(\Phi), \text{ при } \Phi < 0, \\ \operatorname{arctg}(\Phi) + \pi, \text{ при } \Phi > 0, \end{cases} \text{, где } \Phi = \frac{\sqrt{h}\sin(\varphi_{\text{п}}) + \sin(\varphi_{\text{с}})}{\sqrt{h}\cos(\varphi_{\text{п}}) + \cos(\varphi_{\text{с}})}, \quad (2)$$

$$f_{\Sigma}(t) = f_{\text{с}} + f_{\text{п}} + (f_{\text{с}} - f_{\text{п}})\frac{1-h}{1 + 2\sqrt{h}\cos[2\pi(f_{\text{п}} - f_{\text{с}})t + \varphi_{\text{п}} - \varphi_{\text{с}}] + h},$$

где $h = \dfrac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}}$ – отношение помеха/сигнал.

Найдя интеграл в (1), запишем суммарный сигнал в виде

$$z_{\Sigma}(t)=\begin{cases} A_{\Sigma}(t)\cos\left(2\pi f_{\text{с}}t+\varphi_{\text{с}}-\operatorname{arctg}\left[\dfrac{\sqrt{h}\sin\left[2\pi\left(f_{\text{с}}-f_{\text{п}}\right)t+\left(\varphi_{\text{с}}-\varphi_{\text{п}}\right)\right]}{1+\sqrt{h}\cos\left[2\pi\left(f_{\text{с}}-f_{\text{п}}\right)t+\left(\varphi_{\text{с}}-\varphi_{\text{п}}\right)\right]}\right]\right), \text{ при } h<1, \\ A_{\Sigma}(t)\cos\left(2\pi f_{\text{п}}t+\varphi_{\text{п}}-\operatorname{arctg}\left[\dfrac{\sin\left[2\pi\left(f_{\text{п}}-f_{\text{с}}\right)t+\left(\varphi_{\text{п}}-\varphi_{\text{с}}\right)\right]}{\sqrt{h}+\cos\left[2\pi\left(f_{\text{п}}-f_{\text{с}}\right)t+\left(\varphi_{\text{п}}-\varphi_{\text{с}}\right)\right]}\right]\right), \text{ при } h>1. \end{cases} \quad (3)$$

Предположим, что копия несущей, выделяемая с помощью петли Костаса или квадратичной петли из входного сигнала, представляет собой колебание с постоянной амплитудой, с частотой, равной частоте суммарного сигнала и с удвоенной начальной фазой суммарного сигнала

$$\hat{z}_0(t)=\begin{cases} \cos\left(2\pi f_{\text{с}}t+2\varphi_{\text{с}}-2\operatorname{arctg}\left[\dfrac{\sqrt{h}\sin\left[2\pi\left(f_{\text{с}}-f_{\text{п}}\right)t+\left(\varphi_{\text{с}}-\varphi_{\text{п}}\right)\right]}{1+\sqrt{h}\cos\left[2\pi\left(f_{\text{с}}-f_{\text{п}}\right)t+\left(\varphi_{\text{с}}-\varphi_{\text{п}}\right)\right]}\right]\right), \text{ при } h<1, \\ \cos\left(2\pi f_{\text{п}}t+2\varphi_{\text{п}}-2\operatorname{arctg}\left[\dfrac{\sin\left[2\pi\left(f_{\text{п}}-f_{\text{с}}\right)t+\left(\varphi_{\text{п}}-\varphi_{\text{с}}\right)\right]}{\sqrt{h}+\cos\left[2\pi\left(f_{\text{п}}-f_{\text{с}}\right)t+\left(\varphi_{\text{п}}-\varphi_{\text{с}}\right)\right]}\right]\right), \text{ при } h>1. \end{cases} \quad (4)$$

Определим вероятность ошибочного приема бита в канале с двоичной фазовой манипуляцией под воздействием гармонической помехи с частотой $f_{\text{п}}$, не совпадающей с частотой сигнала и случайной начальной фазой $\varphi_{\text{п}}$.

Как известно когерентная демодуляция ФМн сигнала осуществляется путем нахождения коэффициента взаимной корреляции

$$\eta=\frac{1}{T}\int_0^T z_{\Sigma}(t)\hat{z}_0(t)dt,$$

поступающего на вход сигнала и сформированной приемником копии несущей и сравнения полученного результата с нулевым порогом. При этом ошибка при приеме символа, соответствующего $\varphi_{\text{с}}=0$ произойдет, если результат интегрирования окажется меньше нуля, а при приеме символа с $\varphi_{\text{с}}=\pi$ – в противоположном случае.

В результате средняя вероятность ошибочного приема символа (бита) при $h<1$ равна нулю, а при $h\geq 1$ ее можно представить как вероятность выполнения неравенства:

$$\frac{1}{T}\int_0^T\frac{\sqrt{h}\cos(\varphi_{\text{п}})-\cos(2\pi\Delta f\,t)}{\sqrt{h+1-2\sqrt{h}\cos(2\pi\Delta f\,t+\varphi_{\text{п}})}}dt>0, \quad (5)$$

или как отношение промежутка значений $\varphi_{\text{п}}$ для которых выполняется это неравенство внутри интервала возможных значений $-\pi<\varphi_{\text{п}}<\pi$ к ширине интервала возможных значений $\varphi_{\text{п}}$, равной $2\pi$.

Зависимости вероятности ошибочного приема бита от частотной расстройки помехи и сигнала $\Delta f=\left|f_{\text{с}}-f_{\text{п}}\right|$ с использованием численных методов приведены на рис. 1 сплошными линиями. Как видно из графиков, воздействие расстроенной по частоте гармонической помехой на канал с двоичной ФМн приводит к увеличению вероятности ошибочного приема бита, вследствие ошибочного выделения несущего колебания приемником.

Для приближенных вычислений, используя для нахождения вероятности ошибочного приема бита только числитель подынтегрального выражения (5), получим выражение

$$\overline{p}_b = \begin{cases} 0 \text{ при } h < 1, \\ \dfrac{1}{\pi}\arccos\left(\dfrac{1}{\sqrt{h}}\left|\dfrac{\sin(2\pi\Delta fT)}{2\pi\Delta fT}\right|\right) \text{при } 1 \le h. \end{cases} \tag{6}$$

Графики, построенные в соответствии с приближенным выражением, приведены на рис. 1 штрих-пунктирными линиями. Как видно, они довольно хорошо совпадают с зависимостями, построенными с использованием численных методов. Зависимости $\overline{p}_b$ от отношения помеха/сигнал приведены на рис. 2. На этих же рисунках штриховыми линиями приведены аналогичные зависимости, но построенные на основе выражения

$$\overline{p}_b = \begin{cases} 0 \text{ при } h < \left|\dfrac{\pi\Delta fT}{\sin(\pi\Delta fT)}\right|, \\ \dfrac{1}{\pi}\arccos\left(\dfrac{1}{\sqrt{h}}\left|\dfrac{\pi\Delta fT}{\sin(\pi\Delta fT)}\right|\right) \text{при } \left|\dfrac{\pi\Delta fT}{\sin(\pi\Delta fT)}\right| \le \sqrt{h}, \end{cases} \tag{7}$$

полученного в [5] для случая, когда гармоническая помеха не совпадает с сигналом по частоте, но не оказывает влияния на процесс выделения несущего колебания. В данном случае наличие частотной расстройки помехи и сигнала наоборот снижает вероятность ошибочного приема бита в канале.

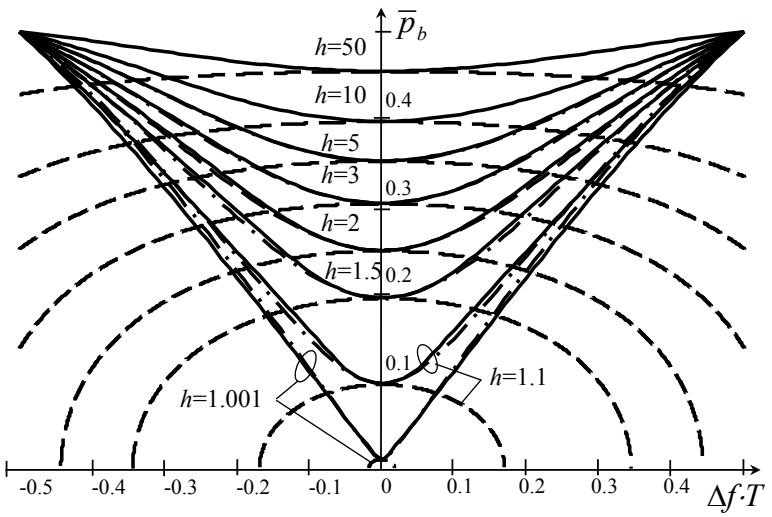



Рис. 1. Зависимости вероятности ошибочного приема бита в канале с двоичной ФМн под воздействием гармонической помехи от частотной расстройки помехи и сигнала.

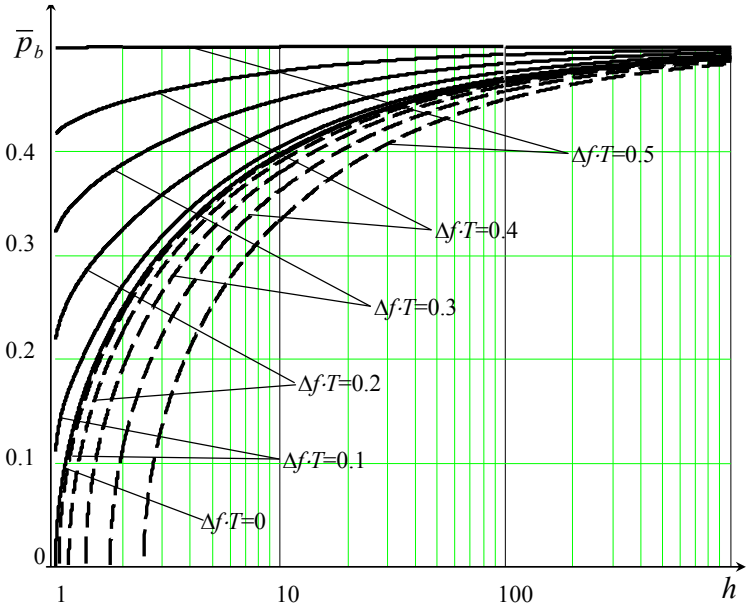



Рис. 2. Зависимости вероятности ошибочного приема бита в канале с двоичной ФМн под воздействием гармонической помехи от отношения помеха/сигнал.

Таким образом, полученные зависимости показывают, что воздействие гармонической помехи на канал с двоичной ФМн, в случае, когда несущая частота сигнала и частота помехи не совпадают и в канале осуществляется выделение несущей из входного сигнала приводит к увеличению вероятности ошибочного приема бита. Полученные аналитические соотношения могут быть использованы при решении задач в ходе защиты или разрушения информации, а также в интересах обеспечения ЭМС РЭС.

## Литература

1. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.
2. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. – М.: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Орлов А.Ю., Павловский М.В., Петров А.В. Оценка влияния несинхронных фазоманипулированных помех на эффективность работы двоичного фазоманипулированного канала передачи изображений // Радиотехника, 2007, № 5. – С. 42-45.
4. Петров А.В. Помехоустойчивость приема сигналов с двоичной фазовой манипуляцией при воздействии хаотической импульсной помехи со случайной длительностью и фазой радиоимпульса // Радиотехника, 2018, № 8,. – С. 28-33.
5. Овчаренко Л.А., Поддубный В.Н. Влияние расстройки спектров фазоманипулированного сигнала и станционной помехи на вероятность искажения кодовой комбинации // Радиотехника, 1988, № 2. – С. 64-66.

## References

1. Digital communications. Fundamentals and applications. – M.: Publishing house «Vilyams», 2007. - 1104 p.
2. Modern electronic warfare. Methodology issues / Ed. V.G. Radzievsky. - M .: Radio Engineering, 2006. - 424 p.
3. Orlov A.Yu., Pavlovsky M.V., Petrov A.V. Evaluation of the influence of non-synchronous phase-shift jam on the efficiency of the binary phase-shift shift channel image transmission // Radio Engineering, 2007, No. 5. - P. 42-45.

4. Petrov A.V. Anti-jam robustness of reception of signals with binary phase shift keying under the influence of chaotic impulse jamming with a random duration and a radio pulse phase // Radioengineering, 2018, No. 8. - P. 28-33.
5. Ovcharenko L.A., Poddubniy V.N. The impact of phase shift keying signal and station interference spectra mismatch upon the code combination error rate // Radioengineering, 1988, No. 2. - P. 64-66.

# ВОЗМОЖНОСТЬ РЕГИСТРАЦИИ СЛУЧАЙНЫХ И ОДИНОЧНЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ПАК «НАВИГАТОР-П5Г»

Р.Ю. Самохвалов, С.А. Вызулин

Краснодарское высшее военное училище, Краснодар, Россия

**Аннотация.** Рассмотрен канал утечки информации за счет побочного электромагнитного излучения и наводок, зоны оценки защищенности информационного сигнала, возможность регистрации случайных и одиночных сигналов с помощью программно-аппаратного комплекса «Навигатор-П5Г».

**Ключевые слова:** защита информации, демаскирующие признаки, контролируемая зона, зона R2, анализатор спектра.

# POSSIBILITY OF REGISTERING RANDOM AND SINGLE SIGNALS USING THE «NAVIGATOR-P5G» HARDWARE AND SOFTWARE SYSTEM

R.Yu. Samokhvalov, S.A. Vyzulin

Krasnodar higher military school, Krasnodar, Russia

**Abstract.** the channel of information leakage due to side electromagnetic radiation and interference, the zone of information signal security assessment, the possibility of registering random and single signals using the Navigator-P5G software and hardware complex are considered.

**Keywords:** information protection, unmasking features, controlled zone, zone R2, spectrum analyzer.

## 1. Введение

Национальная безопасность Российской Федерации существенным образом зависит от информационной безопасности. Технические средства обработки информации имеют различные демаскирующие излучения, которые могут быть использованы для перехвата конфиденциальной информации. При прохождении информации по техническим средствам обработки информации (ТСОИ) в окружающей среде возникает побочное электромагнитное излучение и наводки (ПЭМИН). Цель статьи рассмотреть возможности регистрации случайных и одиночных сигналов с помощью программно-аппаратного комплекса (ПАК) «Навигатор-П5Г» при оценке защищенности объекта информатизации.

## 2. Побочные электромагнитные излучения и зоны пространственной защиты информации

Во многих случаях основными источниками электромагнитных излучений оказываются кабели, по которым передается информация. Кабели могут размещаться внутри устройств обработки данных или соединять их между собой. Средства разведки могут регистрировать побочные электромагнитные излучения и электрические сигналы, а также вторичные электромагнитные излучения и электрические сигналы, наводимые первичным электромагнитным излучениями в токопроводящих цепях различных

технических устройств и токопроводящих элементах конструкции зданий и сооружений. ПЭМИН могут привести к утечке информации, содержащейся непосредственно в формируемых, передаваемых или отображаемых сообщениях и документах.

Перехват ПЭМИН технических средств обработки информации может осуществляться средствами технической разведки, размещенными за пределами охраняемого пространства. Различают понятия контролируемой зоны и зоны R2.

Контролируемая зона (КЗ) – это пространство в пределах которого не допускается несанкционированное пребывание посторонних лиц и транспортных средств.

Зона R2 – пространство вокруг объекта информатизации, на границе и за пределами которого напряженность электромагнитного поля ПЭМИН не превышает нормированного значения.

Пространственная защита информации от средств технической разведки обеспечивается в пределах зоны R2.

Для безусловной защиты информации от утечки по каналу ПЭМИН необходимо, чтобы размеры контролируемой зоны были больше или равны зоне R2.

Обеспечить выполнения этого требования можно за счет уменьшения уровня информационного сигнала (пассивные средства защиты), либо за счет увеличения уровня шума (активные средства защиты).

Оценка защищенности информационного сигнала на границе и за пределами зоны R2 производится путем измерения и расчета соотношения сигнал/шум.

Одним из основных средств технической оценки защищенности объектов информатизации в Министерстве обороны Российской Федерации является ПАК «Навигатор-П5Г».

## 3. Программно-аппаратный комплекс измерения ПЭМИН «Навигатор-П5Г»

ПАК «Навигатор-П5Г» предназначен для проведения специальных исследований, аттестационных испытаний и контроля защищенности объектов автоматизации от утечки информации через ПЭМИН распространяющиеся как в радиоэфире, так и в проводных линиях передачи, а также для поиска и измерения характеристик ПЭМИН при проведении инженерных исследований различной аппаратуры.

Одним из основных устройств комплекса «Навигатор-П5Г» является анализатор спектра «FSP13».

Анализатор спектра «FSP13» предназначен для измерения и визуального наблюдения составляющих спектра сигналов и стационарных шумов.

Принцип работы анализатора спектра «FSP13» основан на методе последовательного анализа входного сигнала. Прибор содержит перестраиваемый по частоте полосовой фильтр, аттенюатор, детектор, генератор линейно изменяющегося напряжения. Анализатор спектра последовательного типа обладает высокой разрешающей способностью, диапазон частот от 100 Гц до 13,6 ГГц. Недостатком этого прибора является возможность гарантированного обнаружения только периодически

повторяющихся сигналов. Возможности регистрации случайных сигналов и одиночных импульсов сильно ограничены.

Практика показывает, что обнаружение случайных и одиночных сигналов увеличивает временные рамки исследования. Для расширения функциональных возможностей ПАК «Навигатор-П5Г» и в первую очередь реализации возможности регистрировать случайные и одиночные сигналы необходимо модернизировать методику исследования амплитудно-частотных характеристик сигнала. Модернизации можно добиться за счет добавления параллельного метода исследования входного сигнала.

## 4. Заключение

ПАК «Навигатор-П5Г» имеет широкие, но все же ограниченные возможности исследования ПЭМИН. Необходимо совершенствовать методику проведения специальных исследований, аттестационных испытаний и контроля защищенности объектов информатизации от утечки информации через ПЭМИН, с целью обеспечить возможность регистрации случайных и одиночных сигналов.

## Литература

1. Тараскин М.М., Захаров А.Г., Коваленко Ю.И., Москвитин Г.И. Комплексная защита информации в организации. // Монография, Москва, 2017. – С. 216-220.
2. Гуляев В.П. Анализ демаскирующих признаков объектов информатизации и технических каналов утечки информации // Учебно-методический комплект, Екатеринбург, 2014. - 164 с.
3. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2020. http://rlnc.ru.
4. Кузнецов В.А. Измерения в электронике // Справочник, Москва, 1987. – С. 430-461.
5. Киреева Н.В., Семенов А.В. // Журнал, 2016, № 8 (часть 4). – С.499-504.

## References

1. Taraskin, M.M., Zakharov, A.G., Kovalenko, Yu.I., Moskvitin, G.I. Complex protection information in the organization. // Monograph, Moscow, 2017. Pp. 216-220.
2. Gulyaev, V.P. Analysis of control signs of objects of informatization and technical support channels of information leakage. // Education and methodical complex, Yekaterinburg,2014,-164 p.
3. Requirements for the design of reports on RLNS*2020. http://rlnc.ru.
4. Kuznetsov, V.A. measurements in electronics // Handbook, Moscow, 1987. – Pp. 430-461.
5. Kireeva, N.A., Semenov, A.V. // Journal, 2016, No. 8 (Part 4). – Pp. 499-504.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С УЧЕТОМ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ЧАСТОТ

А. В. Усков[1]

[1] Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, Воронеж, Россия

**Аннотация.** Получены аналитические соотношения для определения характеристик излучения многолучевых антенных решеток при одновременном формировании нескольких лучей на различных несущих частотах. Выявлены основные зависимости (закономерности).

**Ключевые слова:** многолучевая антенная решетка, многочастотный режим, диаграмма направленности.

# INVESTIGATION OF RADIATION CHARACTERISTICS OF MULTIPATH ANTENNA ARRAYS TAKING INTO ACCOUNT INTERMODULATION FREQUENCIES

A. V. Uskov[1]

[1]Air force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin, Voronezh, Russia

**Abstract.** Analytical relationships are obtained to determine radiation characteristics of multipath antenna arrays at simultaneous formation of several beams at different carrier frequencies. Basic dependencies (patterns) have been identified.

**Keywords:** Multipath antenna array, multipath mode, beam pattern.

## 1. Введение

Расширение информационных возможностей средств и систем радиолокации, навигации, связи и радиоподавления в значительной степени достигается за счет увеличения числа каналов передачи (получения) информации. Так, при условии организации частотных каналов в рамках классического принципа частотного уплотнения (разделения), число пространственных каналов может быть увеличено при использовании многолучевых антенных решеток (МЛАР), обеспечивающих формирование требуемого числа независимых диаграмм направленности.

Реализация метода частотного разделения при реально имеющей место нелинейности усилительных трактов передатчиков радиоэлектронных средств (РЭС) может сопровождаться проявлением перекрестных (интермодуляционных) помех, деградации характеристик каналов передачи информации и существенному ухудшению электромагнитной совместимости РЭС. Для одноканальных по направлению передающих частей РЭС, построенных по схеме «усилитель – фидер - антенна», характеристики излучения на частотах интермодуляционных помех могут быть получены путем расчета уровня интермодуляционных помех в нелинейном усилителе гармоническим или корреляционным методом [1, 2] с последующим учетом параметров тракта и антенны на соответствующих частотах. Для передающих частей РЭС построенных с использованием МЛАР по схеме «диаграммообразующее устройство на

*S* входов – антенная решетка с усилителями в каждом модуле», предусматривающих формирование *S* независимых пространственно-частотных каналов, характеристики излучения на интермодуляционных частотах в известной авторами литературе не описаны.

Целью статьи является определение характеристик излучения антенных решеток на интермодуляционных частотах при независимом формировании нескольких лучей на различных несущих частотах.

## 2. Структура исследования и основные соотношения

Решение задачи проведем для случая формирования трех частотных каналов и от одного до трех пространственных каналов. К этому же случаю приводятся и варианты наличия большего числа пространственно-частотных каналов РЭС.

Известно [1], что при усилении трех гармонических сигналов с частотами $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ в тракте с выраженной нелинейностью амплитудной характеристики проявляются не менее шести перекрестных (интермодуляционных) частот (ИМИ-31) $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1, 2\omega_1 - \omega_3, 2\omega_3 - \omega_1, 2\omega_2 - \omega_3, 2\omega_3 - \omega_2$ и три перекрестные частоты (ИМИ-32) $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3, \omega_1 - \omega_2 + \omega_3, -\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$. Таким образом, имеют место $j = \overline{1,9}$ продуктов взаимной модуляции. Продукты пятого порядка вида $3\omega_i - 2\omega_j$ и аналогичные (ИМИ-5) в первом приближении не учитываем, так как их уровень существенно меньше, чем уровень мощности продуктов ИМИ-3.

Задачу рассмотрим применительно к антенной решетке (АР), состоящей из $n = \overline{1,N}$ излучающих модулей в составе усилителя с нелинейной характеристикой и излучателя. Будем полагать, что для сигналов на частотах $\omega_i$, $i = \overline{1,3}$ амплитуды $u_i(n)$ входных сигналов модулей, задающих на раскрыве излучателя амплитудное распределение типа «косинус квадрат на пьедестале» [3], являются идентичными $u_i(n) = u(n)$ и определяются выражением

$$u_i(n) = u(n) = u_{\text{ВХ}} A(n), \qquad (1)$$

где

$$A(n) = \gamma + (1 - \gamma)\cos^2\left(\pi\left(\frac{n - 1}{N} - \frac{1}{2}\right)\right) \qquad (2)$$

- нормированное амплитудное распределение на раскрыве МЛАР; $0 \le \gamma \le 1$ - весовой коэффициент, определяющий уровень «пьедестала» в амплитудно-фазовом распределении; $u_{\text{ВХ}}$ - амплитуда основных сигналов на входе модулей МЛАР при равномерном амплитудном распределении.

Фазовое распределение обеспечивает отклонение максимума главного лепестка для сигнала на частоте $\omega_i$ на угол $\alpha_i$ относительно нормали к АР, что соответствует

требуемым фазам сигнала $i$-й частоты на входе $n$-го элемента АР (по отношению к первому)

$$\varphi_j(n) = \frac{\omega_i}{c} dn \sin\alpha_i \ , \qquad (3)$$

где $d$ - межэлементное расстояние; $c$ - скорость света.

В результате нелинейного преобразования в усилителях модулей МЛАР на раскрыве МЛАР для каждой $j = \overline{1,9}$ интермодуляционной частоты третьего порядка будет сформировано некоторое амплитудное $y_j(n)$ и фазовое $\beta_j(n)$ распределение.

В общем случае амплитуды $y_j(n)$ интермодуляционных продуктов определяются как

$$y_j(n) = f_j(\mathbf{a}, u_{\text{ВХ}}), \qquad (4)$$

где $\mathbf{a}$ - вектор параметров, определяющих передаточную характеристику $E(u)$ мгновенных значений усилителя модуля МЛАР;

$f_j(\mathbf{a}, u_{\text{ВХ}}) = \begin{cases} F_1(\mathbf{a}, 3/2u^2(n)), \ j = 1,6 \\ F_2(\mathbf{a}, 3/2u^2(n)), \ j = 7,9 \end{cases}$ - функции, определяющие зависимости амплитуд интермодуляционных компонент от мощности суммарного сигнала на входе усилителя; $F_{1(2)}(\mathbf{a}, P_{\Sigma n})$ - функции, определяющие зависимости амплитуд интермодуляционных продуктов ИМИ-31 (ИМИ-32) от средней мощности суммарного сигнала $P_{\Sigma n} = 3/2u^2(n)$ - на входе $n$-го модуля МЛАР.

Примеры типовых зависимостей $f_j(\mathbf{a}, u_{\text{ВХ}})$ для ИМИ-31 и ИМИ-32 [2] приведены на рис. 1. Их характерной особенностью является выполнение условий $df_j(\mathbf{a}, u_{\text{ВХ}}) / du_{\text{ВХ}} > 0$, $d^2 f_j(\mathbf{a}, u_{\text{ВХ}}) / du_{\text{ВХ}}^2 > 0$, то есть скорость увеличения амплитуд интермодуляционных компонент больше скорости увеличения амплитуд входных сигналов.

Данное обстоятельство приводит к тому, что при условии $\gamma \neq 1$ степень спадания к краям нормированного амплитудного распределения для интермодуляционных составляющих на раскрыве решетки увеличивается в сравнении с амплитудным распределением для основных частот. То есть имеют место амплитудные распределения

$$A_{IMI}(j,n) = \frac{f_j(\mathbf{a}, u_{\text{ВХ}n})}{f_j(\mathbf{a}, u_{\text{ВХ}n_0})}, \qquad (5)$$

где $n_0 = \arg\max_n \left| f_j(\mathbf{a}, u_{\text{вх}}) \right| = \arg\max_n \left| u_j(n) \right|$ - номер модуля МЛАР с максимальной амплитудой основных и интермодуляционных компонент, иллюстрируемые зависимостями на рис. 2.

В свою очередь на интермодуляционных частотах отмеченное обстоятельство обуславливает тенденцию увеличения ширины главного лепестка и снижения относительного уровня боковых лепестков [3].

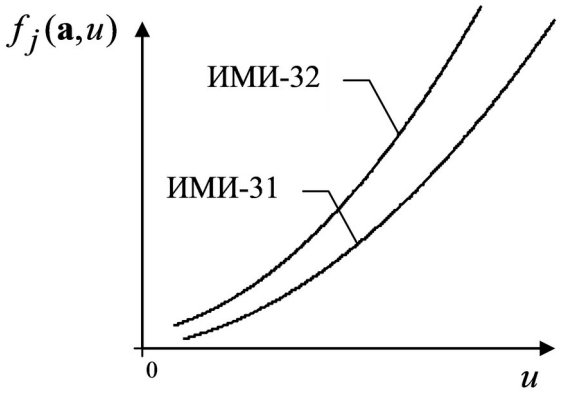



Рис. 1. Зависимости амплитуд интермодуляционных частот третьего порядка от амплитуды входных напряжений на основных частотах

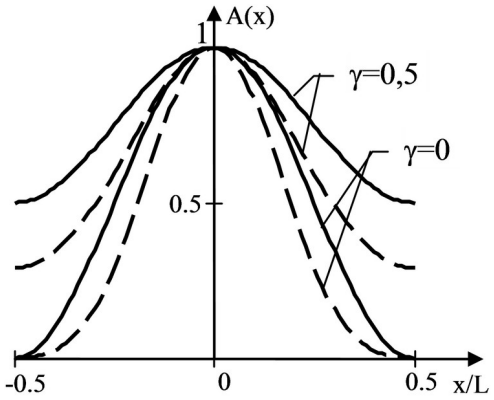



Рис. 2. Амплитудные распределения на раскрыве решетки для основных (сплошные кривые) и интермодуляционных (пунктирные кривые) компонент

Фазы $\beta_j(n)$ интермодуляционных продуктов на выходе усилителя $n$-го канала АР будут представлять собой линейную комбинацию фаз основных частот и выразятся как

$$\beta_j(n) = \sum_{i=1}^{3} b_{ij}\varphi_j(n) = \frac{dn}{c}\sum_{i=1}^{3} b_{ij}\omega_i \sin\alpha_i , \qquad (6)$$

где $\mathrm{b} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 2 & 0 & 0 & 2 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & -1 & 2 & -1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$ - матрица коэффициентов, определяющих частоты и фазы нелинейных продуктов.

Как видно из (6), получающиеся для нелинейных продуктов фазовые распределения $\beta_j(n)$ имеют регулярный характер. Угол $\alpha_{\text{К}j}$ отклонения максимума диаграммы направленности на интермодуляционной частоте $\omega_{\text{К}j} = \sum_{i=1}^{3} b_{ij}\omega_i$ соответствует уравнению

$$\beta_j(n) = \frac{\omega_{\text{К}j}}{c} dn \sin\alpha_{\text{К}j} \cdot \qquad (7)$$

Приравнивая правые части (6) и (7) и выражая $\alpha_{\text{К}j}$, получим

$$\alpha_{\text{К}j} = \arcsin \frac{\sum_{i=1}^{3} b_{ij}\omega_i \sin\alpha_i}{\sum_{i=1}^{3} b_{ij}\omega_i}. \qquad (8)$$

Из (8) следует, что угол отклонения максимума диаграммы направленности (ДН) на каждой из интермодуляционных частот сложным образом зависит от основных частот и направлений максимумов соответствующих лучей и не зависит от геометрических параметров решетки (числа излучателей и межмодульного расстояния).

### 3. Результаты экспериментальных исследований и их анализ

На рис. 3 и рис. 4 приведены результаты расчетов при получении зависимостей углового отклонения максимумов главного лепестка на интермодуляционных частотах ИМИ-31 и ИМИ-32 для различных значений основных частот и направлений фазирования для указанных частот.

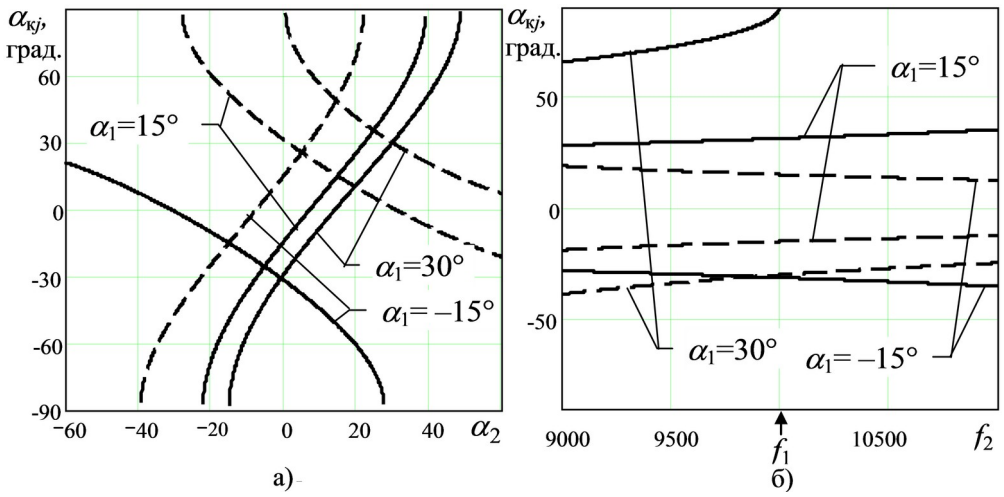



Рис. 3. Зависимости угла отклонения главных лепестков на интермодуляционных частотах $2f_1$-$f_2$ (сплошные кривые) и $2f_2$-$f_1$ (пунктирные кривые) для различных значений $\alpha_2$ от: а) угла отклонения $\alpha_2$ луча на частоте $f_2$ при фиксированном положении луча на частоте $f_1$ при $f_1$=10000 МГц; $f_2$=10100 Мгц; б) частоты $f_2$ при $f_1$=10000 Мгц; $\alpha_2$=0˚

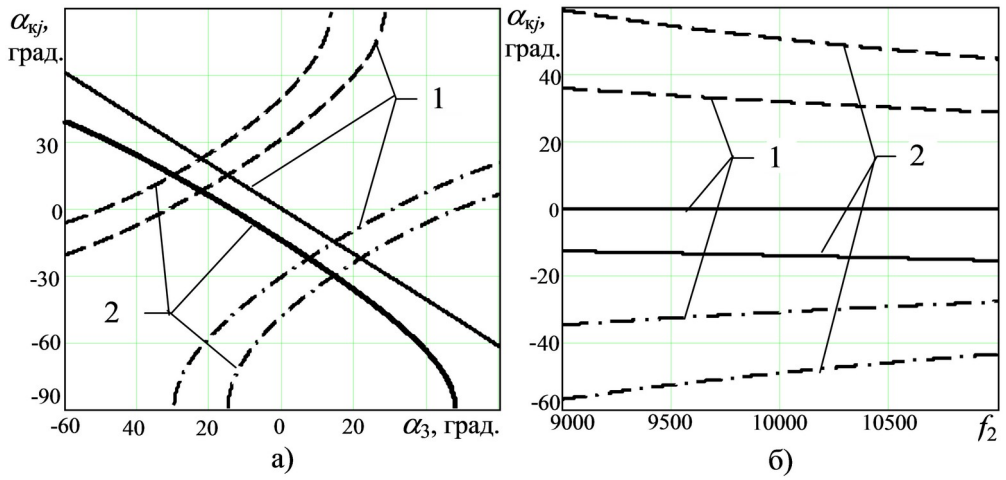



Рис. 4. Зависимости угла отклонения главных лепестков на интермодуляционных частотах ИМИ-32 ($j$=7 - сплошные кривые; $j$=8 - пунктирные кривые; $j$=9 - штрихпунктирные кривые) для различных значений $\alpha_1$, $\alpha_2$ ($\alpha_1$=15°, $\alpha_2$= –15° - кривые 1; $\alpha_1$=15°, $\alpha_2$= –30° - кривые 2) от: а) угла отклонения $\alpha_3$ луча на частоте $f_3$ при $f_1$=10000 МГц; $f_2$=10100 МГц; $f_3$=10125 МГц; б) частоты $f_3$ при $f_1$=10000 МГц; $f_2$=10100 МГц; $\alpha_3$=0°

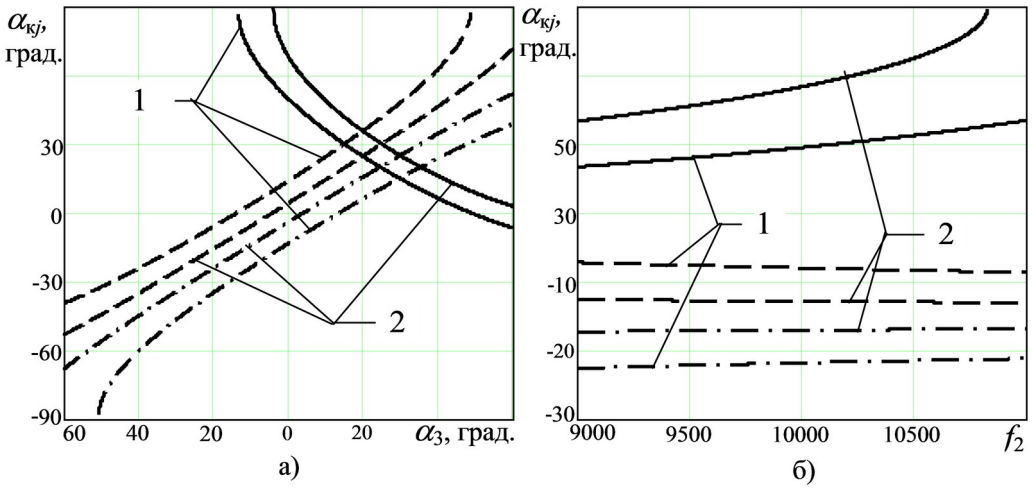



Рис. 5. Зависимости угла отклонения главных лепестков на интермодуляционных частотах ИМИ-32 ($j$=7 - сплошные кривые; $j$=8 - пунктирные кривые; $j$=9 - штрихпунктирные кривые) для различных значений $\alpha_1$, $\alpha_2$ ($\alpha_1$=30°, $\alpha_2$= 15° - кривые 1; $\alpha_1$=30°, $\alpha_2$= 25° - кривые 2) от: а) угла отклонения $\alpha_3$ луча на частоте $f_3$ при $f_1$=10000 МГц; $f_2$=10100 МГц; $f_3$=10125 МГц; б) частоты $f_3$ при $f_1$=10000 МГц; $f_1$=10100 МГц; $\alpha_3$=0°

Анализ и обобщение полученных с использованием (8) и приведенных на рис. 3, 4 зависимостей позволил выявить некоторые закономерности:

при излучении всех сигналов в одном угловом направлении $\alpha_i = \alpha$, максимумы интермодуляционных частот третьего порядка расположены также в этом же направлении $\alpha_{\text{К}j} = \alpha,\ j = \overline{1,9}$;

при симметричном положении максимумов главных лепестков ДН на двух основных частотах относительно нормали к решетке и произвольном положении

максимума ДН на третьей частоте главный лепесток на частоте ИМИ-32 $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ отклонен от нормали на ту же величину, что и главный лепесток на частоте $\omega_3$, но в противоположном направлении; зависимости угловых положений лучей на частотах ИМИ-32 $\omega_1 - \omega_2 + \omega_3$ и $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ от углового положения на частоте $\omega_3$ центрально симметричны относительно начала координат;

при несимметричном положении максимумов главных лепестков ДН на двух основных частотах относительно нормали к решетке строгая симметрия нарушается, однако общая закономерность в расположении лучей на интермодуляционных частотах сохраняется;

при уменьшении углового расстояния между формируемыми лучами на частотах $\omega_1, \omega_2$ и произвольном угловом положении луча для третьей частоты различия угловых положений лучей на двух частотах ИМИ-32 уменьшаются, а среднее значение угловых положений для указанных частот примерно соответствует угловому положению луча на частоте $\omega_3$;

зависимости угловых положений лучей МЛАР на интермодуляционных частотах от значений одной из основных частот при фиксированных значениях двух других основных частот имеют характер, близкий к линейному;

для отдельных комбинаций основных частот $\omega_1, \omega_2, \omega_3$, угловых положений лучей $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ и интермодуляционных частот модуль аргумента функции $\arcsin$ в (8) становится больше единицы, что соответствует подавлению соответствующих интермодуляционных частот в МЛАР в процессе диаграммообразования.

Выявленные закономерности относительно расположения максимумов главных лепестков ДН на интермодуляционных частотах свидетельствуют о возможности уменьшения уровня перекрестных помех в системах связи с пространственным и частотным разнесением каналов на базе МЛАР в том числе за счет соответствующего выбора несущих частот.

## 4. Заключение

Излучение многолучевой антенной на интермодуляционных частотах сопровождается формированием совокупности амплитудно-фазовых распределений и соответствующих диаграмм направленности на каждой из интермодуляционных частот. При этом формируемые на интермодуляционных частотах диаграммы направленности будут характеризоваться расширенными главными лепестками и сниженными относительными уровнями боковых лепестков по сравнению с излучением для основных частот. Углы отклонения главных лепестков диаграмм направленности на каждой из интермодуляционных частот сложным образом зависит от угловых положений и частот формируемых на основных частотах лучей.

Полученные результаты могут быть использованы при анализе эффективности функционирования систем связи (в том числе спутниковых) с пространственно-

частотным разделением каналов и оценке электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств.

## Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебное пособие для ВУЗов. 5-е изд., испр. и доп. М.: Дрофа, 2006.
2. Справочник по спутниковой связи и вещанию. Под ред. Кантора Л.Я. – М.: Радио и связь, 1983.
3. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. И доп. М.: Энергия, 1975.

## References

1. Honorovsky I.S. Radio Circuits and Signals: A Tutorial for Universities. 5th ed., used and added. M.: Drofa, 2006.
2. Satellite Communications and Broadcasting Directory. Under Ed. Cantor L.J. - M.: Radio and Communications, 1983.
3. Markov G.T., Sazonov D.M. Antennas. Textbook for students of radio engineering specialties of universities. Prod. The 2nd, reslave. And additional M.: Energia, 1975.

# ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ НИКЕЛЬ-ЦИНКОВЫХ ФЕРРИТОВ

Д. А. Каликинцева[1], В. Ю. Бузько[2], С. А. Вызулин[1], А. И. Горячко[2], Е. Л. Мирошниченко[1]

[1]Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко (КВВУ), Краснодар, Россия
[2]Кубанский государственный университет (КубГУ), Краснодар, Россия

**Аннотация.** Синтезированы и исследованы перспективные радиопоглощающие материалы на основе никель-цинкового феррита состава $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$ (где $x$=0,25 и 0,5). Образцы ферритов получены различными низкотемпературными способами синтеза и отожжены при температурах 500 и 900 ºС. Приведены исследования материалов методом сканирующей электронной микроскопии (СЭМ) и с использованием векторного анализатора цепей. Определено влияние условий синтеза на радиопоглощающие свойства полученных композитных образцов.

**Ключевые слова:** радиопоглощающие материалы; никель-цинковый феррит; коэффициент отражения.

# INVESTIGATION OF MICROWAVE ABSORPTION PROPERTIES OF MATERIAL BASED ON NICKEL-ZINC FERRITE

D. A. Kalikintseva[1], V. Y. Buz'ko[2], S. A. Vyzulin[1], A. I. Goryachko[2], E. L. Miroshnichenko[1]

[1]Krasnodar Higher Military School named after General of the Army S. M. Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russia
[2]Kuban State University (KubSU), Krasnodar, Russia

**Abstract.** Perspective microwave absorbing material based on nickel-zinc ferrite with the composition $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$ (where $x$=0,25 and 0,5) were synthesized and investigated. The samples were made by various low-temperature methods and annealed at temperatures of 500 and 900 ºC. The synthesized samples were studied by scanning electron microscopy (SEM) and using a vector network analyzer. The influence of annealing characteristics on microwave absorbing properties of composite samples was determined.

**Keywords:** microwave absorbing material; nickel-zinc ferrite; return loss.

## 1. Введение

Композитные радиопоглощающие материалы (РПМ) являются перспективными электромагнитными экранами, способными заменить, либо усовершенствовать массивные металлические экранирующие конструкции. РПМ отличаются не только более низкой массой, но и высоким коэффициентом поглощения электромагнитных волн. Использование РПМ в составе экранирующих конструкций позволяет снизить резонансные явления при экранировании внутреннего источника излучения и тем самым уменьшить утечки электромагнитного излучения через отверстия в конструкции.

Исследования электромагнитных свойств представителей семейства никель-цинковых ферритов обусловлены перспективностью использования таких магнитных материалов в качестве магнитных компонентов радиопоглощающих покрытий. Никель-цинковые ферриты состава $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$ с достаточно высокой магнитной и диэлектрической проницаемостями могут быть использованы как в виде спеченной

керамики, так и в составе композитов на основе полимерных матриц. Такие композиты, в зависимости от типа используемого полимера и магнитного радиопоглощающего ферритового наполнителя, отличаются высокой структурной прочностью, а также хорошей температурной и химической стойкостью, и значительными радиопоглощающими свойствами в различных частотных диапазонах.

Способ синтеза и последующая термическая обработка влияют не только на микроструктурные особенности ферритов, но и на их радиопоглощающие характеристики [1]. Значения магнитных и диэлектрических проницаемостей [2, 3] ферритов, а также характеристики ферромагнитного резонанса [4–6] зависят от способа синтеза и температуры последующего отжига материалов. Преимущество низкотемпературных способов синтеза в том, что в результате образуются порошки ферритов, состоящие из наноразмерных частиц. Микроструктурные и магнитные свойства наноразмерных ферритов могут варьироваться в широких пределах, в зависимости от условий последующей термической обработки [7–9]. Целью настоящей работы является исследование радиопоглощающих свойств представителей семейства никель-цинковых ферритов и их зависимости от способа синтеза и термической обработки.

## 2. Экспериментальная часть

Образцы порошков феррита с формулой $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$ (где $x$=0,25 и 0,5) синтезированы золь-гель нитрат-цитратным и пирохимическим нитрат-мочевинным способами. Нитраты металлов $Zn(NO_3)_2{\cdot}6H_2O$, $Ni(NO_3)_2{\cdot}6H_2O$ и $Fe(NO_3)_3{\cdot}9H_2O$ являлись исходными материалами. Лимонная кислота для нитрат-цитратного синтеза и мочевина для нитрат-мочевинного синтеза использовались в качестве органических топливных комплексообразователей.

В процессе нитрат-цитратного (НЦ) синтеза исходные материалы при смешении растворялись в бидистиллированной воде и постепенно подогревались до выпаривания воды и образования металлокомплексного геля при температуре около 120 ºС. При дальнейшем нагревании при температуре около 350 ºС гель постепенно выгорал с образованием порошка с наноразмерными гранулами феррита. При нитрат-мочевинном (НМ) синтезе исходные материалы перемешивались в ступке без добавления воды до образования вязкой смеси, переносились в керамический тигель и постепенно нагревались со скоростью около 10 ºС/мин. Самовозгорание реакционной смеси и образование порошка с наноразмерными гранулами феррита происходило при достижении температуры 300–350 ºС.

Образцы синтезированных ферритов отжигались при температурах 500 и 900 ºС. Процесс отжига происходил в трубчатой печи с электронным контролем температуры. Нагрев образца до температуры отжига происходил в течение 30 мин, а сам отжиг – в течение одного часа.

Исследования микроструктуры образцов $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$ (где $x$=0,25), полученных двумя синтезами без отжига и с отжигом при температурах 500 и 900 ºС, проведены методом сканирующей электронной микроскопии (СЭМ) на микроскопе «JEOL JSM

7500F». Средний диаметр наночастиц определяли на основании анализа нескольких микрофотографий для 350–550 измеренных наночастиц.

Изготовлены образцы модельных композитов на основе ферритов и парафиновой матрицы. Содержание ферритового наполнителя 60 % при толщине композитов – 9 мм. Коэффициенты отражения ($K_{отр}$) для композитов феррит/парафин измерены с использованием векторного анализатора цепей «Deepace KC901V» коаксиальным методом в короткозамкнутой линии в частотном диапазоне 0,015–7 ГГц. Величина параметра $K_{отр}$ характеризует радиопоглощающие свойства вставки в коаксиальный тракт. Для использованной схемы эксперимента $K_{отр}$ определяется в основном энергией отраженных волн (энергия падающей волны поддерживалась постоянной). Затухание волны в образце приводит к уменьшению энергии волны, отраженной от границы вставка – металл короткозамыкателя.

## 3. Результаты и обсуждение

Средний диаметр наночастиц феррита, синтезированного нитрат-цитратным способом, без отжига составляет 12±2 нм, для нитрат-мочевинного синтеза – 30±7 нм.

Наблюдаемые различия в размере наночастиц можно объяснить тем, что при нитрат-мочевинном способе синтеза феррит образуется в результате возгорания реакционной смеси со значительным тепловыделением [10, 11]. Нитрат-цитратный синтез ферритов, в отличие от нитрат-мочевинного, происходит при более низкой температуре реакционной смеси без значительного тепловыделения [12].

Одночасовой отжиг при $T$=500 ºС, приводит к небольшому увеличению среднего размера наночастиц феррита, синтезированного обоими методами синтеза (табл. 1). Последующий одночасовой отжиг при $T$=900 ºС, приводит к увеличению среднего размера наночастиц феррита, синтезированного нитрат-цитратным способом, в большей степени, чем в случае нитрат-мочевинного синтеза (табл. 1).

Таблица 1. Средний размер частиц порошков ферритов состава $Ni_{0,25}Zn_{0,75}Fe_2O_4$, синтезированных нитрат-цитратным и нитрат-мочевинным способами.

| Образец | 350ц | 500ц | 900ц | 350м | 500м | 900м |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $d$, нм | 12±2 | 13±3 | 100±30 | 30±7 | 32±8 | 83±15 |

Увеличение температуры отжига до 900 ºС приводит к увеличению радиопоглощающих свойств у образцов ферритов при $x$=0,25 и 0,5 при нитрат-цитратном синтезе (рис. 1). При нитрат-мочевинном синтезе отжиг приводит либо к ухудшению радиопоглощающих свойств никель-цинкового феррита ($x$=0,25), либо не оказывает существенного влияния на указанные свойства ($x$=0,5). Указанные различия влияния отжига на радиопоглощающие свойства при различных способах синтеза объясняются различиями влияния отжига на увеличение размера частиц феррита, синтезированного различными способами.

Сравнение частотных зависимостей $K_{отр}$ для образцов различного состава показало, что при $x$=0,5 радиопоглощающие свойства образцов ферритов выше по

сравнению с ферритом при $x$=0,25. При аналогичных способах синтеза и температурах отжига $K_{отр}$ в точке минимума для образца при $x$=0,5 достигает значений на 2–10 дБ меньше по сравнению с составом при $x$=0,25.

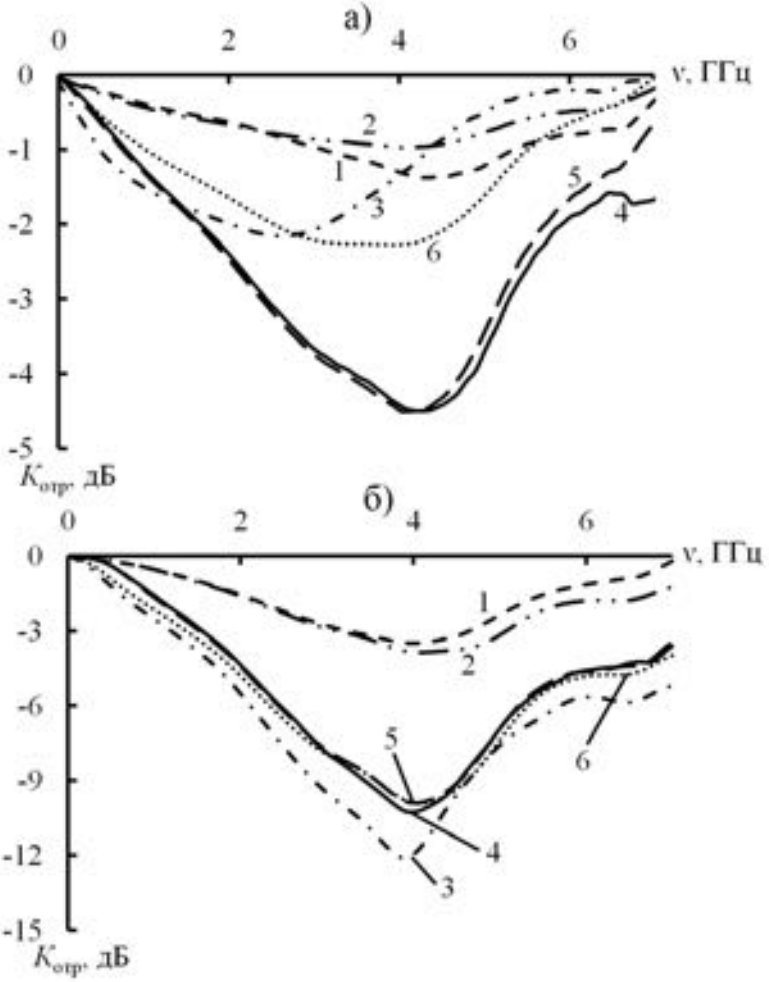



Рис. 1. Спектры отражения композитов на основе ферритов составов: а) $Ni_{0,25}Zn_{0,75}Fe_2O_4$ и б) $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$, синтезированных нитрат-цитратным способом без отжига (1) и отожженных при температурах 500 (2) и 900 (3) ºС, и нитрат-мочевинным способом без отжига (4) и отожженных при температурах 500 (5) и 900 (6) ºС

Максимальные радиопоглощающие свойства наблюдаются у образца при $x$=0,5, синтезированного нитрат-цитратным способом и отожженного при $T$=900 ºС ($K_{отр}$≈–12 дБ). Образец при $x$=0,5, синтезированный нитрат-мочевинным способом, является перспективным в качестве РПМ так как проявляет достаточно высокие радиопоглощающие свойства без отжига ($K_{отр}$≈–10 дБ).

## 4. Заключение

Для образцов никель-цинковых ферритов установлено, что состав, способ синтеза и условия термообработки существенно влияют на их радиопоглощающие свойства, а именно:

1) образцы, синтезированные нитрат-цитратным способом, отличаются меньшим размером частиц, по сравнению с образцами, синтезированными нитрат-мочевинным способом. Отжиг способствует увеличению размера частиц образцов, синтезированных

нитрат-цитратным способом, в большей степени по сравнению с образцами, синтезированными нитрат-мочевинным способом;

2) увеличение температуры отжига порошка наноразмерного феррита приводит к увеличению радиопоглощающих свойств при нитрат-цитратном синтезе, и ухудшению либо отсутствию изменений – при нитрат-мочевинном синтезе;

3) образцы состава $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ отличаются более высокими радиопоглощающими свойствами, по сравнению с ферритом состава $Ni_{0,25}Zn_{0,75}Fe_2O_4$.

Таким образом, наноразмерный феррит состава $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$, синтезированный нитрат-мочевинным способом без отжига, является перспективным радиопоглощающим материалом как в области низких, так и в области высоких частот ближнего СВЧ диапазона, что ранее было обнаружено авторами в работе [11].

**Литература**


1. Phadatare M. R. Thermodynamic, structural and magnetic studies of $NiFe_2O_4$ nanoparticles prepared by combustion method: Effect of fuel / Phadatare M. R., Salunkhe A. B., Khot V. M., Sathish C.I., Dhawale D.S., Pawar S.H. // Journal of Alloys and Compounds, 2013, № 546. – P. 314-319.
2. Peng C.-H. Microwave-absorbing characteristics for the composites of thermal-plastic polyurethane (TPU)-bonded NiZn-ferrites prepared by combustion synthesis method / Peng C.-H., Hwang C.-C., Wan J., Tsai J.-S., Chen S.-Y. // Materials Science and Engineering, 2005, B, № 117. – P. 27-36.
3. Gao P. Structural investigations and magnetic properties of sol-gel $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ thin films for microwave heating / Gao P., Rebrov E. V., Verhoeven T. M. W. G. M., Schouten J. C., Kleismit R., Kozlowski G., Cetnar J., Turgut Z., Subramanyam G. // Journal of Applied Physics, 2010, № 107. – 044317.
4. Valenzuela R. Ferromagnetic resonance behavior of spark plasma sintered Ni–Zn ferrite nanoparticles produced by a chemical route / Valenzuela R., Beji Z., Herbst F., Ammar. S. // Journal of Applied Physics, 2011, № 109. – 07A329.
5. Bhattacharjee K. Effect of particle size distribution on the structure, hyperfine, and magnetic properties of $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ nanopowders / Bhattacharjee K., Pati S. P., Das G. C., D. Das, Chattopadhyay K.K. // Journal of Applied Physics, 2014, № 116. – 233907.
6. Rao B. P. Structural and Magnetic Characterizations of Coprecipitated Ni–Zn and Mn–Zn Ferrite Nanoparticles / Kim C.-O., Kim C., Dumitru I., Spinu L., Caltun O. F. // IEEE Transactions on Magnetics, 2006, Vol. 42, № 10. – P. 2858-2860.
7. Costa A. C. F. M. Influence of calcination temperature on the morphology and magnetic properties of Ni–Zn ferrite applied as an electromagnetic energy absorber / Costa A. C. F. M., Diniz A. P., Silva V. J., Kiminami R.H.G.A., Cornejo D.R., Gama A.M., Rezende M.C., Gama L. // Journal of Alloys and Compounds, 2009, № 483. – P. 563-565.
8. Amiri Gh. R. Radar Absorption of $Ni_{0.7}Zn_{0.3}Fe_2O_4$ Nanoparticles / Amiri Gh. R., Yousefi M. H., Aboulhassani M. R., Keshavarz M. H., Shahbazi D., Fatahian S., Alahi M. // Digest Journal of Nanomaterials and Biostructures, 2010, Vol. 5, № 3. – P. 719-725.
9. Penchal Reddy M. Magnetic properties of Ni-Zn ferrites prepared by microwave sintering method / Penchal Reddy M., Madhuri W., Ramamanohar Reddy N., Siva Kumar K. V., Murthy V. R. K., Ramakrishna Reddy R. // Journal of Electroceramics, 2012, № 28. – P. 1-9.
10. Вызулин С.А. Влияние температуры отжига на ФМР-характеристики никель-цинковых ферритов / Вызулин С.А., Бузько В.Ю., Каликинцева Д.А., Иванин С. Н., Горячко А. И., Мирошниченко Е. Л. // Известия РАН. Серия физическая, 2018, Т. 82, № 11. – С. 1590-1594.
11. Вызулин С.А. Электромагнитные экраны для *X*-диапазона на основе ультрадисперсного $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ / Вызулин С.А., Бузько В.Ю., Скуднев В.Ю. Шамрай И.И., Горячко А.И.. // Сборник конференции «Электромагнитное поле и материалы», Москва, 2017. – С. 337-342.

12. Вызулин С.А. Радиопоглощающие свойства никель-цинковых ферритов, синтезированных различными способами / Вызулин С.А., Каликинцева Д.А., Мирошниченко Е.Л., Бузько В. Ю., Горячко А. И. // Известия РАН. Серия физическая, 2018, Т. 82, № 8. – С. 1045-1047.

## REFERENCES

1. Phadatare M. R. Thermodynamic, structural and magnetic studies of $NiFe_2O_4$ nanoparticles prepared by combustion method: Effect of fuel / Phadatare M. R., Salunkhe A. B., Khot V. M., Sathish C.I., Dhawale D.S., Pawar S.H. // Journal of Alloys and Compounds, 2013, № 546. – P. 314-319.
2. Peng C.-H. Microwave-absorbing characteristics for the composites of thermal-plastic polyurethane (TPU)-bonded NiZn-ferrites prepared by combustion synthesis method / Peng C.-H., Hwang C.-C., Wan J., Tsai J.-S., Chen S.-Y. // Materials Science and Engineering, 2005, B, № 117. – P. 27-36.
3. Gao P. Structural investigations and magnetic properties of sol-gel $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ thin films for microwave heating / Gao P., Rebrov E. V., Verhoeven T. M. W. G. M., Schouten J. C., Kleismit R., Kozlowski G., Cetnar J., Turgut Z., Subramanyam G. // Journal of Applied Physics, 2010, № 107. – 044317.
4. Valenzuela R. Ferromagnetic resonance behavior of spark plasma sintered Ni–Zn ferrite nanoparticles produced by a chemical route / Valenzuela R., Beji Z., Herbst F., Ammar. S. // Journal of Applied Physics, 2011, № 109. – 07A329.
5. Bhattacharjee K. Effect of particle size distribution on the structure, hyperfine, and magnetic properties of $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ nanopowders / Bhattacharjee K., Pati S. P., Das G. C., D. Das, Chattopadhyay K.K. // Journal of Applied Physics, 2014, № 116. – 233907.
6. Rao B. P. Structural and Magnetic Characterizations of Coprecipitated Ni–Zn and Mn–Zn Ferrite Nanoparticles / Kim C.-O., Kim C., Dumitru I., Spinu L., Caltun O. F. // IEEE Transactions on Magnetics, 2006, Vol. 42, № 10. – P. 2858-2860.
7. Costa A. C. F. M. Influence of calcination temperature on the morphology and magnetic properties of Ni–Zn ferrite applied as an electromagnetic energy absorber / Costa A. C. F. M., Diniz A. P., Silva V. J., Kiminami R.H.G.A., Cornejo D.R., Gama A.M., Rezende M.C., Gama L. // Journal of Alloys and Compounds, 2009, № 483. – P. 563-565.
8. Amiri Gh. R. Radar Absorption of $Ni_{0,7}Zn_{0,3}Fe_2O_4$ Nanoparticles / Amiri Gh. R., Yousefi M. H., Aboulhassani M. R., Keshavarz M. H., Shahbazi D., Fatahian S., Alahi M. // Digest Journal of Nanomaterials and Biostructures, 2010, Vol. 5, № 3. – P. 719-725.
9. Penchal Reddy M. Magnetic properties of Ni-Zn ferrites prepared by microwave sintering method / Penchal Reddy M., Madhuri W., Ramamanohar Reddy N., Siva Kumar K. V., Murthy V. R. K., Ramakrishna Reddy R. // Journal of Electroceramics, 2012, № 28. – P. 1-9.
10. Vyzulin S.A. Effect of Annealing Temperature on the FMR Characteristics of Nickel–Zinc Ferrites / Vyzulin S.A., Buz'ko V. Y., Kalikintseva D. A., Ivanin S. N., Goryachko A. I., Miroshnichenko E.L. // Bulletin of the Russian Academy of Sciences Physics, 2018, 82(11). – P. 1451-1455.
11. Vyzulin S.A. Electromagnetic screens for the *X*-band based on ultradisperse $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ / Vyzulin S.A., Buzko V.Y., Skudnev V.Y., Shamray I.I., Goryachko A.I. // Proceedings: XXVI International Conference «Electromagnetic Field and Materials», Moscow, 2017. – P. 337-342.
12. Vyzulin S.A. Microwave Absorption Properties of Nickel–Zinc Ferrites Synthesized by Different Means / Vyzulin S.A., Kalikintseva D.A., Miroshnichenko E.L., Buz'ko V.Y., Goryachko A.I. // Bulletin of the Russian Academy of Sciences Physics, 2018, 82(8). – P. 943-945.

# КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА НА ФОНЕ СИГНАЛОПОДОБНОЙ ПОМЕХИ

Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, А. С. Гундырина, В. А. Степкин

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Синтезирован квазиправдоподобный алгоритм обнаружения сверхширокополосного квазирадиосигнала произвольной формы на фоне сигналоподобной помехи с неизвестными амплитудой, начальной фазой и длительностью, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума. Найдены структура и статистические характеристики синтезированного алгоритма обнаружения.

**Ключевые слова:** обнаружение, сверхширокополосный, квазирадиосигнал, сигналоподобная помеха, амплитуда, начальная фаза, длительность, вероятность ложной тревоги, вероятность пропуска сигнала.

# QUASI-LIKELIHOOD DETECTION ALGORITHM OF ULTRA-WIDEBAND QUASI-RADIO SIGNAL WITH THE SIGNAL-LIKE INTERFERENCE ON THE BACKGROUND

Yu. E. Korchagin, K. D. Titov, A. S. Gundyrina, V. A. Stepkin

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The quasi-likelihood algorithm for the detection of an arbitrary shaped ultra-wideband quasi-radio signal accompanied by the signal-like interference with the unknown amplitude, initial phase and duration, which are observed against white Gaussian noise background, were synthesized. The structure and statistical characteristics of the detection algorithm were found.

**Keywords:** detection, ultra-wideband, signal-like interference, quasi-radiosignal, amplitude, initial phase, duration, false alarm probability, signal omission probability.

## 1. Введение

Тенденции развития существующих широкополосных систем связи и передачи данных в значительной степени заключаются в расширении спектра и повышении уровня модуляции используемых для передачи информации сигналов. Одной из важнейших проблем существующих систем связи является дефицит частотного ресурса, необходимого для обеспечения приемлемого качества услуг, связанных с мобильной передачей данных в условиях продолжающегося экспоненциального роста трафика и грядущей эры интернета вещей. В таких условиях крайне актуальной становится задача организации связи на фоне мешающих сигналов, а также адаптация к сложной помеховой обстановке существующих и перспективных систем связи и передачи данных. В работе [1] исследован квазиправдоподобный (КП) алгоритм обнаружения СШП КРС произвольной формы с неизвестными амплитудой, начальной фазой и длительностью на фоне гауссовского белого шума. Однако современным информационным системам различного назначения всё чаще приходится работать в условиях сложной помеховой обстановки, когда наряду с шумовыми, импульсными,

узкополосными и другими помехами могут действовать и так называемые сигналоподобные помехи, представляющие собой детерминированные сигналы такого же или иного типа [2]. Подобная ситуация может возникать довольно часто при высокой плотности абонентов, например, когда передатчик мешающего абонента расположен гораздо ближе передатчика полезного абонента и имеет достаточно большую мощность. Поэтому целесообразно исследовать алгоритмы обнаружения СШП КРС на фоне шума и сигналоподобной помехи.

В данной работе рассмотрен КП алгоритм обнаружения СШП КРС, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума и сигналоподобной помехи с неизвестными амплитудой, начальной фазой и длительностью.

## 2. Постановка задачи

Сверхширокополосный КРС произвольной формы запишем в виде

$$s\left(t,a_1,\varphi_1,\tau_1\right)=\begin{cases}a_1 f_1(t)\cos\left(\omega\, t-\varphi_1\right), & 0\le t\le\tau_1,\\ 0, & t<0, t>\tau_1,\end{cases} \tag{1}$$

где $a_1$, $\varphi_1$, $\omega$, $\tau_1$ – амплитуда, начальная фаза, частота и длительность соответственно, а $f_1\left(t\right)$ – модулирующая функция, описывающая форму сигнала [3].

Рассмотрим задачу обнаружения СШП КРС (1) с неизвестными амплитудой $a_1$, начальной фазой $\varphi_1$ и длительностью $\tau_1$ на фоне сигналоподобной помехи

$$j\left(t,a_2,\varphi_2,\tau_2\right)=\begin{cases}a_2 f_2(t)\cos\left(\omega\, t-\varphi_2\right), & 0\le t\le\tau_2,\\ 0, & t<0, t>\tau_2,\end{cases} \tag{2}$$

и белого гауссовского шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью $N_0$. В выражении (2) введены аналогичные (1) обозначения. Наблюдаемую в течение интервала времени $t\in[0,T]$ аддитивную смесь сигналов (1), (2) и шума $n(t)$ запишем в виде

$$\xi(t)=\gamma_0 s(t,a_{01},\varphi_{01},\tau_{01})+\gamma_0 j(t,a_{02},\varphi_{02},\tau_{02})+n(t), \tag{3}$$

где $a_{01}$, $\varphi_{01}$, $\tau_{01}$, $a_{02}$, $\varphi_{02}$, $\tau_{02}$ – истинные значения неизвестных параметров, $\gamma_0$ – дискретный параметр, принимающий значение $\gamma_0=0$ при отсутствии сигнала и $\gamma_0=1$ – при наличии сигнала. Предполагается, что сигналоподобная помеха присутствует в эфире только при наличии полезного сигнала. Будем считать, что длительность сигнала может принимать значения из априорного интервала $\tau_1\in\left[T_1,T_2\right]$. Располагая принятой реализацией (3), приёмное устройство должно выносить решение о наличии или отсутствии полезного сигнала. Тогда задача обнаружения сводится к оценке параметра состояния $\gamma_0$ на основе наблюдаемых данных (3).

## 3. Синтез алгоритма обнаружения

Выполним синтез приёмного устройства для случая, когда сигналоподобная помеха отсутствует. Тогда получим алгоритм, не учитывающий возможного наличия

помехи. В случае её наличия такой алгоритм является квазиоптимальным. Для синтеза алгоритма обнаружения сигнала (оценки параметра $\gamma_0$) воспользуемся методом максимального правдоподобия [4,5]. При неизвестных параметрах сигнала имеет место априорная параметрическая неопределенность относительно амплитуды, начальной фазы и длительности. Тогда логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) зависит от четырёх неизвестных параметров [5]

$$L(\gamma, a_1, \varphi_1, \tau_1) = \frac{2\gamma}{N_0}\int_0^T \xi(t)s(t, a_1, \varphi_1)dt - \frac{\gamma}{N_0}\int_0^{\tau_1} s^2(t, a_1, \varphi_1)dt\,. \tag{4}$$

Ряд алгоритмов обнаружения может быть получен при подстановке в выражение (4) вместо неизвестных $a_1$, $\varphi_1$ и $\tau_1$ их некоторых значений. Эти значения могут быть фиксированными, а могут определяться по реализации наблюдаемых данных. Вместо неизвестной длительности в выражении (4) будем использовать некоторое её ожидаемое значение $\tau_1^*$ из области возможных значений $[T_1, T_2]$. Тогда оценка $\hat{\gamma}$ параметра $\gamma_0$, определяемая как значение $\gamma$, при котором логарифм ФОП достигает абсолютного (наибольшего) максимума, является квазиправдоподобной. Квазиправдоподобный алгоритм обнаружения сигнала (оценки параметра $\gamma_0$) можно аналогично [5,6] представить в виде

$$\hat{\gamma} = \begin{cases} 1, & L > h, \\ 0, & L < h. \end{cases} \tag{5}$$

Здесь

$$L = \sup_{a_1, \varphi_1} L(a_1, \varphi_1) = L(\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1)\,, \tag{6}$$

$L(a_1, \varphi_1) = L(\gamma = 1, a_1, \varphi_1, \tau_1 = \tau_1^*)$, а $(\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1) = \operatorname{argsup} L(a_1, \varphi_1)$ – КП оценки неизвестных амплитуды и начальной фазы сигнала (1). Порог $h$ в формуле (5) выбирается в соответствии с заданным критерием оптимальности [4,5].

Подставив в выражение (4) явный вид СШП КРС (1), перепишем логарифм ФОП в виде

$$L(a_1, \varphi_1) = a_1\left[X\cos\varphi_1 + Y\sin\varphi_1\right] - \frac{a_1^2}{2}\left[Q + P_c\cos 2\varphi_1 + P_s\sin 2\varphi_1\right], \tag{7}$$

где

$$X = \frac{2}{N_0}\int_0^T \xi(t)f_1(t)\cos\omega t\ dt, \quad Y = \frac{2}{N_0}\int_0^T \xi(t)f_1(t)\sin\omega t\ dt, \quad Q = \frac{1}{N_0}\int_0^{\tau_1^*} f_1^2(t)dt,$$
$$P_c = \frac{1}{N_0}\int_0^{\tau_1^*} f_1^2(t)\cos 2\omega t\ dt, \quad P_s = \frac{1}{N_0}\int_0^{\tau_1^*} f_1^2(t)\sin 2\omega t\ dt. \tag{8}$$

Для получения решающей статистики (6) выполним аналитически максимизацию логарифма ФОП (7) по переменным $a_1$ и $\varphi_1$. Составив и решив систему уравнений правдоподобия

$$\left.\frac{\partial L(a_1, \varphi_1)}{\partial a_1}\right|_{\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1} = 0, \quad \left.\frac{\partial L(a_1, \varphi_1)}{\partial \varphi_1}\right|_{\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1} = 0$$

и далее подставив полученные решения в (7), получаем

$$L = \max_{a_1,\varphi_1} L(a_1,\varphi_1) = \frac{X^2\left(Q-P_c\right)+Y^2\left(Q+P_c\right)-2XYP_s}{2\left(Q^2-P_c^2-P_s^2\right)}. \qquad (9)$$

Квазиправдоподобный обнаружитель СШП КРС (5), (9) можно реализовать на основе блок-схемы, приведенной на рис. 1, где интеграторы (И) работают на интервале времени $t \in [0,T]$.

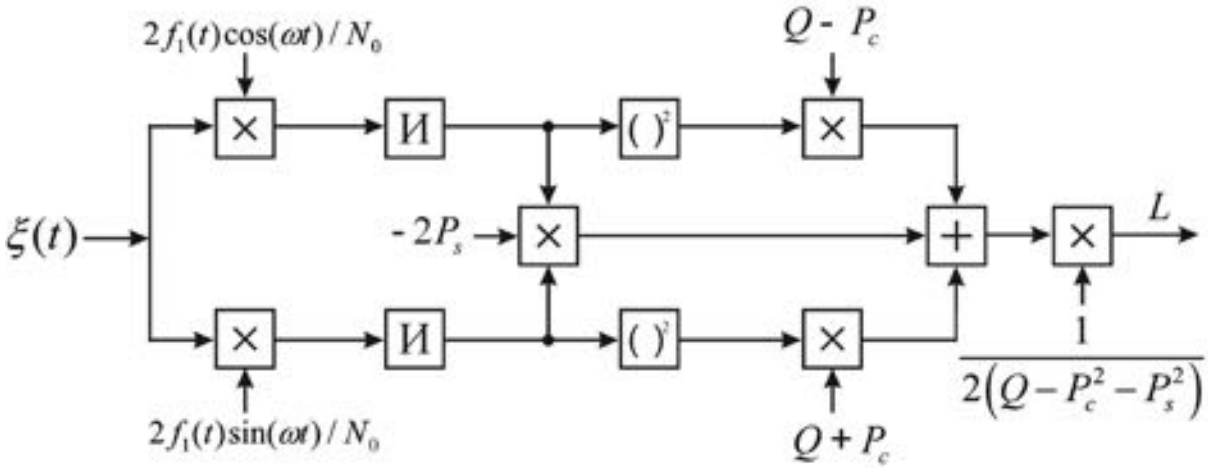



Рис 1. Блок-схема КП обнаружителя СШП КРС.

Решение о наличии или отсутствии сигнала выносится на основе сравнения решающей статистики (9) с порогом $h$.

## 4. Анализ алгоритма обнаружения

Выполним анализ КП алгоритма обнаружения (5), (9), т.е. найдём вероятности ложной тревоги $\alpha$ и пропуска сигнала $\beta$. Введём в выражении (9) замену переменных: $J = -P_s X + \left(Q+P_c\right)Y$ и $Z = gX$, где $g^2 = Q^2 - P_c^2 - P_s^2$. Тогда решающая статистика (9) принимает вид

$$L = \frac{Z^2+J^2}{2g^2\left(Q+P_c\right)}. \qquad (10)$$

Чтобы найти характеристики обнаружения (вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала), необходимо знать плотность вероятности случайной величины $L$. Так как решающая статистика $L$ (10) является функцией случайных величин (СВ) $Z$ и $J$, то плотность вероятности $L$ можно найти, зная совместную плотность вероятности СВ $Z$ и $J$, которые являются гауссовскими, так как представляют собой линейные комбинации гауссовских СВ $X$ и $Y$.

Подставив принятую реализацию (3) в выражения (8), представим СВ $X$ и $Y$ в виде сумм детерминированных и случайных составляющих

$$X = \gamma_0\left(S_c + J_c\right) + N_c, \qquad Y = \gamma_0\left(S_s + J_s\right) + N_s,$$

где

$$S_c = \frac{2a_{01}}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_0,\tau_1^*\right)} f_1^2\left(t\right)\cos\left(\omega t-\varphi_{01}\right)\cos\,\omega t\;dt = a_{01}\left[\left(Q_{\min_1}+R_{c1}\right)\cos\varphi_{01}+R_{s1}\sin\varphi_{01}\right],$$

$$S_s = \frac{2a_{01}}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_0,\tau_1^*\right)} f_1^2\left(t\right)\cos\left(\omega t-\varphi_{01}\right)\sin\,\omega t\;dt = a_{01}\left[\left(Q_{\min 1}-R_{c1}\right)\sin\varphi_{01}+R_{s1}\cos\varphi_{01}\right],$$

$$J_c = \frac{2a_{02}}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_0,\tau_2^*\right)} f_2^{\,2}\left(t\right)\cos\left(\omega t-\varphi_{02}\right)\cos\,\omega t\;dt = a_{02}\left[\left(Q_{\min 2}+R_{c2}\right)\cos\varphi_{02}+R_{s2}\sin\varphi_{02}\right],$$

$$J_s = \frac{2a_{02}}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_0,\tau_2^*\right)} f_2^{\,2}\left(t\right)\cos\left(\omega t-\varphi_{02}\right)\sin\,\omega t\;dt = a_{02}\left[\left(Q_{\min 2}-R_{c2}\right)\sin\varphi_{02}+R_{s2}\cos\varphi_{02}\right],$$

$$R_{c1} = \frac{1}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_1^*,\tau_0\right)} f_1^2\left(t\right)\cos 2\omega t\;dt,\;\; R_{c2} = \frac{1}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_2^*,\tau_0\right)} f_2^{\,2}\left(t\right)\cos 2\omega t\;dt,$$

$$R_{s1} = \frac{1}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_1^*,\tau_0\right)} f_1^2\left(t\right)\sin 2\omega t\;dt,\;\; R_{s2} = \frac{1}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_2^*,\tau_0\right)} f_2^{\,2}\left(t\right)\sin 2\omega t\;dt,$$

$$Q_{\min 1} = \frac{1}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_1^*,\tau_0\right)} f_1^2\left(t\right)dt,$$

$$Q_{\min 2} = \frac{1}{N_0}\int\limits_0^{\min\left(\tau_2^*,\tau_0\right)} f_2^{\,2}\left(t\right)dt,\;\; N_c = \frac{2}{N_0}\int\limits_0^{\tau_1^*} n(t)\cos\,\omega_0 t\;dt,\;\; N_s = \frac{2}{N_0}\int\limits_0^{\tau_1^*} n(t)\sin\,\omega_0 t\;dt.$$

Выполняя усреднение, находим математические ожидания $m_X = \left\langle X\right\rangle = \gamma_0(S_c + J_c)$, $m_Y = \left\langle Y\right\rangle = \gamma_0(S_s + J_s)$, дисперсии и коэффициент корреляции СВ $X$ и $Y$

$$\sigma_X^2 = \left\langle\left(X-m_X\right)^2\right\rangle = \left\langle N_c^2\right\rangle = Q + P_c,\quad \sigma_Y^2 = \left\langle\left(Y-m_Y\right)^2\right\rangle = \left\langle N_s^2\right\rangle = Q - P_c,$$

$$R = \frac{\left\langle\left(X-m_X\right)\left(Y-m_Y\right)\right\rangle}{\sigma_X\sigma_Y} = \frac{\left\langle N_c N_s\right\rangle}{\sigma_X\sigma_Y} = \frac{P_s}{\sqrt{Q^2-P_c^2}},$$

а также первые два момента СВ $Z$ и $J$

$$m_Z = \left\langle Z\right\rangle = g m_X = \gamma_0\left(S_c+J_c\right)g,\; m_J = \left\langle J\right\rangle = -\gamma_0\left(S_c+J_c\right)P_s + \gamma_0\left(S_s+J_s\right)\left(Q+P_c\right),$$

$$\sigma_Z^2 = \left\langle\left(Z-m_Z\right)^2\right\rangle = g^2\left(Q+P_c\right),\quad \sigma_J^2 = \left\langle\left(J-m_J\right)^2\right\rangle = g^2\left(Q+P_c\right).$$

Следует отметить, что СВ $Z$ и $J$ некоррелированы, т. е.

$$R_{ZJ} = \left\langle\left(Z-m_Z\right)\left(J-m_J\right)\right\rangle\Big/\sigma_Z\sigma_J = 0.$$

С учётом найденных моментов совместная гауссовская плотность вероятности СВ $Z$ и $J$ определяется формулой

$$W_2(Z,J) = \frac{1}{2\pi\sigma_Z\sigma_J}\exp\left\{-\left[\frac{[Z-m_Z]^2}{2\sigma_Z^2}+\frac{[J-m_J]^2}{2\sigma_J^2}\right]\right\}. \qquad (11)$$

Сделаем в выражении (10) замену переменных: $Z = \Psi_1[\Lambda,\theta] = \Lambda\cos\theta$, $J = \Psi_2[\Lambda,\theta] = \Lambda\sin\theta$, тогда

$$L = \frac{\Lambda^2}{2g^2\left(Q+P_c\right)}. \tag{12}$$

Используя правила замены переменных в плотностях вероятностей [7,8], выполним переход от совместной плотности вероятности СВ $Z$ и $J$ в (11) к совместной плотности вероятности СВ $\Lambda$ и $\theta$

$$W_{\Lambda\theta}\left(\Lambda,\theta\right) = W_{ZJ}\left(Z = \Psi_1[\Lambda,\theta], J = \Psi_2[\Lambda,\theta]\right)\left|D\right|, \tag{13}$$

где якобиан преобразования

$$\left|D\right| = \begin{vmatrix} \dfrac{\partial\Psi_1}{\partial\Lambda} & \dfrac{\partial\Psi_1}{\partial\theta} \\ \dfrac{\partial\Psi_2}{\partial\Lambda} & \dfrac{\partial\Psi_2}{\partial\theta} \end{vmatrix} = \Lambda,$$

причём $\Lambda \ge 0$, $\theta \in \left[-\pi,\pi\right]$. Подставляя в выражение (13) $\Psi_1[\Lambda,\theta]$, $\Psi_2[\Lambda,\theta]$ находим совместную плотность вероятности СВ $\Lambda$ и $\theta$

$$W_{\Lambda\theta}\left(\Lambda,\theta\right) = \frac{\Lambda}{2\pi g^2\left(Q+P_c\right)}\exp\left\{-\frac{[\Lambda\cos\theta - m_Z]^2 + [\Lambda\sin\theta - m_J]^2}{2g^2\left(Q+P_c\right)}\right\},\ \Lambda \ge 0,\ \theta \in \left[-\pi,\pi\right]. \tag{14}$$

Чтобы получить вероятность ложной тревоги, нужно найти $W(L\left|\gamma_0 = 0\right.)$ – плотность вероятности решающей статистики $L$ (12) при условии, что $\gamma_0 = 0$, т.е. когда сигнал отсутствует. Для этого в формуле (14) положим $\gamma_0 = 0$ и проинтегрируем полученное выражение по $\theta$, в результате чего находим плотность вероятности случайной величины $\Lambda$

$$W_\Lambda\left(\Lambda\right) = \int_{-\pi}^{\pi} W_{\Lambda\theta}\left(\Lambda,\theta\right)d\theta = \frac{\Lambda}{g^2\left(Q+P_c\right)}\exp\left\{-\frac{\Lambda^2}{2g^2\left(Q+P_c\right)}\right\},\quad \Lambda \ge 0.$$

Затем переходим от плотности вероятности СВ $\Lambda$ к плотности вероятности СВ $L$ (12)

$$W\left(L\left|\gamma_0 = 0\right.\right) = W_\Lambda\left(\Lambda = \Lambda\left(L\right)\left|\,\gamma_0 = 0\right.\right)\left|\,\tilde{D}\,\right|,\ \left|\,\tilde{D}\,\right| = \left|\,\partial\Lambda(L)/\partial L\,\right|. \tag{15}$$

В итоге из (15) получаем

$$W\left(L\left|\gamma_0 = 0\right.\right) = \exp\left(-L\right),\ \ L \ge 0. \tag{16}$$

Используя выражение (16), находим вероятность ложной тревоги для обнаружителя (5), (9) в виде

$$\alpha = \int_h^\infty W\left(L\left|\gamma_0 = 0\right.\right)dL = \begin{cases} \exp(-h), & h \ge 0, \\ 1, & h < 0. \end{cases} \tag{17}$$

Выражение (17) совпадает с вероятностью ложной тревоги максимально правдоподобного алгоритма обнаружения СШП КРС, найденной в [3].

Для определения вероятности пропуска сигнала необходимо знать $W\left(L\left|\gamma_0 = 1\right.\right)$ – плотность вероятности величины $L$ (12) при условии, что $\gamma_0 = 1$. Положив в формуле

(14) $\gamma_0 = 1$ и интегрируя полученное выражение по $\theta$, получим плотность вероятности СВ $\Lambda$

$$W(\Lambda) = \frac{\Lambda}{g^2(Q+P_c)} \exp\left\{-\frac{\Lambda^2 + m_Z^2 + m_J^2}{2g^2(Q+P_c)}\right\} I_0\left\{\frac{\Lambda\sqrt{m_Z^2 + m_J^2}}{g^2(Q+P_c)}\right\},\ \Lambda \geq 0.$$

Здесь $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка мнимого аргумента [9]. Переходя от плотности вероятности СВ $\Lambda$ к плотности вероятности СВ $L$ (12), имеем

$$W(L \mid \gamma_0 = 1) = \exp\left\{-\frac{a_{01}^2 Q}{2} V\right\} \exp(-L)\, I_0\left[a_{01}\sqrt{2LQV}\right], \tag{18}$$

где

$$V = \frac{g^2 A_c^2 + \left[(Q+P_c)A_s - P_s A_c\right]^2}{g^2 Q(Q+P_c)}, \tag{19}$$

$$A_{c1} = (Q_{\min 1} + R_{c1})\cos\varphi_{01} + R_{s1}\sin\varphi_{01}, \quad A_{s1} = (Q_{\min 1} - R_{c1})\sin\varphi_{01} + R_{s1}\cos\varphi_{01},$$

$$A_{c2} = (Q_{\min 2} + R_{c2})\cos(\Delta_\varphi + \varphi_{01}) + R_{s2}\sin(\Delta_\varphi + \varphi_{01}),$$

$$A_{s2} = (Q_{\min 2} - R_{c2})\sin(\Delta_\varphi + \varphi_{01}) + R_{s2}\cos(\Delta_\varphi + \varphi_{01}),$$

$$A_c = A_{c1} + \Delta_a A_{c2},\ A_s = A_{s1} + \Delta_a A_{s2}. \tag{20}$$

В (20) введен параметр $\Delta_a = \frac{a_{02}}{a_{01}}$, численно равный отношению помеха/сигнал по напряжению, и $\Delta_\varphi = \varphi_{02} - \varphi_{01}$ – расстройка по начальной фазе между помеховым и полезным сигналами. С учётом (18) находим вероятность пропуска сигнала для обнаружителя (7)

$$\beta = \int_0^h W(L|\gamma_0 = 1)\, dL = \exp\left\{-\frac{a_{01}^2 Q}{2} V\right\} \int_0^h \exp(-L)\, I_0\left(a_{01}\sqrt{2LQV}\right) dL. \tag{21}$$

Введём далее обозначение

$$z^2 = 2a_{01}^2 T_2 / N_0 \tag{22}$$

– отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приёмника МП для СШП КРС с амплитудой $a_{01}$ и длительностью $T_2$ и прямоугольной модулирующей функцией [4,5]. Тогда вероятность пропуска сигнала обнаружителем (4) можно переписать в виде

$$\beta = \exp\left\{-\frac{z^2}{2} V\right\} \int_0^h \exp(-L)\, I_0\left(z\sqrt{2LV}\right) dL. \tag{23}$$

Положив $a_{02}$ равным нулю, рассматриваемая задача сводится к задаче обнаружения СШП КРС на фоне белого гауссовского шума, и вероятность пропуска сигнала (23) совпадает с выражением, найденным в [1].

В качестве примера рассмотрим обнаружение СШП КРС, форма модулирующей функции которого определяется выражением

$$f(t) = \exp\left(-\lambda t / T_2\right), \tag{24}$$

где $\lambda$ характеризует скорость изменения модулирующей функции. Пусть модулирующая функция сигналоподобной помехи (2) также определяется выражением (24).

На рисунке 2 приведены зависимости средней вероятности ошибки $P_e = \left(\alpha + \beta\right)/2$ [4], рассчитанной с использованием выражений (17) и (23), от отношения помеха/сигнал при разных отношениях ОСШ (22). Порог $h$ выбирался по критерию Неймана-Пирсона [4] при фиксированном уровне вероятности ложной тревоги равном $10^{-3}$. Сплошная кривая соответствует ОСШ $z = 3$, штриховая – $z = 4$, штрихпунктирная – $z = 5$. При этом полагалось $\kappa = 0,5$ (на длительности принятого сигнала укладывается половина периода СШП КРС), начальная фаза сигнала $\varphi_{01} = 0$ и $\lambda = 2$. Величина $\kappa = \omega\tau/2\pi$ характеризует степень узкополосности СШП КРС и равна количеству периодов гармонического колебания (1), укладывающихся на длительности сигнала $\tau_{01}$. Динамический диапазон возможных значений длительности сигнала (1) и сигналоподобной помехи (2) $k = T_2/T_1 = 10$, а истинные значения длительностей соответственно были выбраны посередине априорного интервала их возможных значений $\tau_{01} = \tau_{02} = \left(T_2 + T_1\right)/2$. Предполагалось, что сигналоподобная помеха (2) по спектру согласована с полезным сигналом (1). Ожидаемая длительность сигнала (1) $\tau_{01}^*$ совпадает с истинной $\tau_{01}$, а также отсутствует расстройка по начальной фазе $\Delta_\varphi$ между сигналом (1) и сигналоподобной помехой (2).

На рисунке 3 приведены зависимости средней вероятности ошибки $P_e$ от расстройки по начальной фазе $\Delta_\varphi$ при разных ОСШ и аналогичных исходных данных и допущениях. Сплошная кривая соответствует ОСШ $z = 3$, штриховая – $z = 4$, штрихпунктирная – $z = 5$.

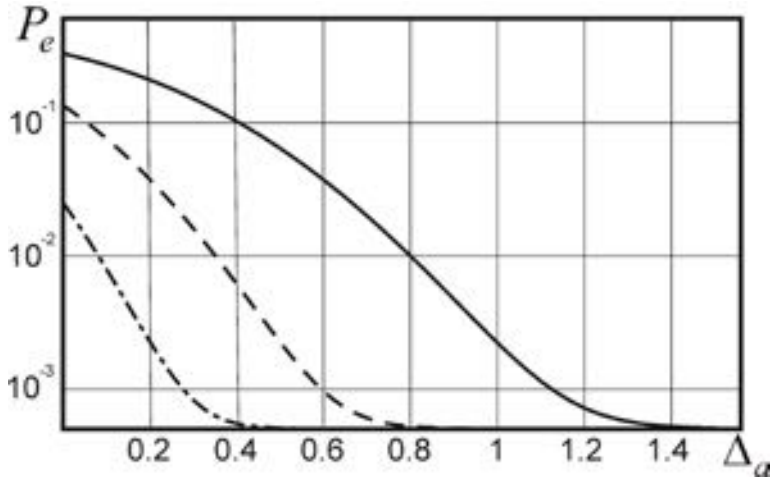



Рис. 2. Зависимость средней вероятности ошибки от отношения помеха/сигнал.

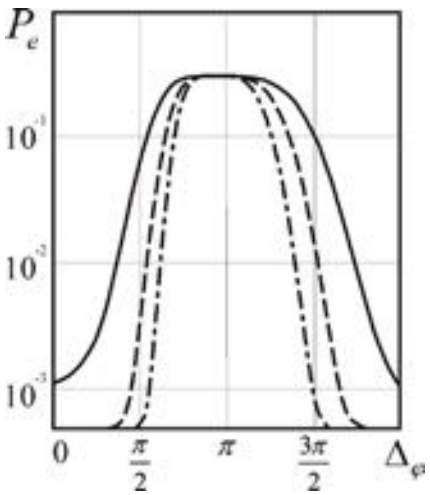



Рис. 3. Зависимость средней вероятности ошибки от расстройки по фазе.

## 5. Заключение

Из рисунков видно, что рост ОСШ приводит к уменьшению средней вероятности ошибки. Наличие расстройки по начальной фазе между полезным сигналом и сигналоподобной помехой приводит к существенному ухудшению эффективности функционирования обнаружителя. В случае наличия в принимаемой реализации сигналоподобной помехи, параметры которой отличаются от полезного сигнала только лишь начальной фазой, а расстройка по фазе $\Delta_\varphi = \pi$, т.е. помеха принимается в противофазе с полезным сигналом, средняя вероятность ошибки достигает максимального значения. При этом, полное совпадение параметров сигналоподобной помехи и полезного сигнала приводит лишь к улучшению качества обнаружения за счет увеличения энергии полезного сигнала.

## Литература


1. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Квазиправдоподобное обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала произвольной формы с неизвестной длительностью. // Радиотехника, 2016, №6. - С. 99-105.
2. Перегудов М.А., Стешковой А.С., Бойко А.А. Вероятностная модель процедуры случайного множественного доступа к среде типа CSMA/CA. // Труды СПИИРАН, 2018, № 4. - С. 92-114.
3. Трифонов А.П. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне белого шума / Трифонов А.П., Руднев П.Е. // Известия вузов. Радиофизика, 2009, Т. 52, №9. - С. 749-760.
4. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. [и др.]; под ред. П.А. Бакута. Теория обнаружения сигналов. М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
5. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов / В.И. Тихонов. М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
6. Трифонов А.П. Обнаружение радиосигнала с неизвестными длительностью, амплитудой и начальной фазой / Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Трифонов М.В. // Известия ВУЗов. Радиофизика, 2015, Т.58, №5. - С. 401-414.
7. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
8. Вентцель Е.С. Теория вероятностей / Е.С Вентцель. М.: Наука, 1998. – 575 с.
9. Справочник по специальным функциям / [под ред. Абрамовица М., Стиган И.]. М.: Наука, 1979. – 832 с.


## References


1. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Titov K.D. Quasi-likelihood detection of ultra-wideband quasi-radiosignal of a random shape with unknown duration. // Radiotekhnika, 2016, No. 6. - Pp. 99-105.
2. Peregudov M.A., Steshkovoy A.S., Boyko A.A. Probabilistic Random Multiple Access Procedure Model to the CSMA/CA Type Medium. // SPIIRAS Proceedings, 2018, No. 4. - Pp. 92-114.
3. Trifonov A.P. Detection of an ultra-wideband quasi radio signal against background random noise. / Trifonov A.P., Rudnev P.E. // Izvestiya VUZ. Radiofizika, 2009, Vol.52, No. 9. - Pp. 749-760.
4. Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A., in: P.A. Bakut (Ed.). The theory of signal detection. M: Radio and communications, 1984. – 440 p.
5. Tikhonov V.I. The optimal receiving signals. / V.I. Tikhonov. M: Radio and communications, 1983. – 320 p.
6. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Trifonov M.V. Detection of radio signals with unknown duration, amplitude, and initial phase. / Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Trifonov M.V. // Izvestiya VUZ. Radiofizika, 2015, Vol.58, No. 5. - Pp. 401-414.
7. Tikhonov V.I. Statistic Radio Engineering / V.I. Tikhonov. M: Radio and communications, 1982. – 624 p.
8. Wentzell E.S. Probability theory. / E.S. Wentzell. M: Science, 1998. – 575 p.
9. Handbook of mathematical functions / in: Abramowitz M., Stegun I. M: Science, 1979. – 832 p.

# КЛАССИФИКАЦИЯ АТАК НАРУШИТЕЛЯ НА СЕТЬ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

И. Р. Муртазин, М. А. Карпов, А.В. Летавин, А. В. Мамай, Д.А. Иванов, И.И. Михаил

Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** В статье рассматривается комплексная оценка атак, реализуемых нарушителем на сеть подвижной радиосвязи. Даны определения каждой из рассматриваемых атак, а так же рассмотрены их назначение и примеры реализации. Произведена классификация рассмотренных атак.

**Ключевые слова:** сеть подвижной радиосвязи; сетевые атаки; радиоподавление; радиоразведка; нарушитель.

# CLASSIFICATION OF ATTACKS AN INTRUDER ON THE NETWORK OF MOBILE RADIO

I. R. Murtazin, M. A. Karpov, A.V. Letavin, A.V. Mamay, D. A. Ivanov, I.I. Mikhail

Military Academy of Communications (MAC), St. Petersburg, Russia

**Abstract.** The article deals with a comprehensive assessment of attacks carried out by the offender on the mobile radio network. The definitions of each of the considered attacks are given, as well as their purpose and examples of implementation are considered. Classification of the considered attacks is made.

**Keywords:** mobile radio network; network attacks; radio suppression; radio intelligence; intruder..

## 1. Введение

В вооруженных силах индустриально развитых зарубежных государств, на основе оценки тенденций развития военно-политической и стратегической обстановки в мире, а также достигнутого технологического уровня активно ведется поиск новых способов боевого воздействия на противника, среди которых особое место занимают мероприятия в рамках так называемой концепции «Информационной войны» (ИВ). Задачи ИВ на поле боя претворяются в жизнь за счет выполнения положений, включенных в оперативно-стратегическую концепцию «Борьба с системами управления» (БСУ), которая состоит из пяти основных элементов:

противодействие разведке противника;

психологические операции;

введение противника в заблуждение;

электронная война;

физическое уничтожение пунктов управления и систем связи противника.

Под электронной войной (electronic warfare) американской стороной понимается «комплекс мер с использованием средств электромагнитного излучения для воздействия на противника или его радиоэлектронные средства». Электронная война включает три составных элемента:

electronic attacks (электронные атаки);

electronic counter - countermeasures (меры борьбы с электронным противодействием или электронное контрпротиводействие);

electronic warfare support (электронная поддержка, обеспечение).

Понятие «электронная атака» подразделяется на два компонента по виду воздействий на радиоэлектронные средства (РЭС):

«неразрушающие воздействия», которые включают «электронное подавление» (постановку помех) и «электронную дезинформацию»;

«разрушающие воздействия» на основе применения таких средств, как оружие направленной энергии (лазерное оружие, СВЧ оружие), противорадиолокационные ракеты и др.

Понятие «электронное контрпротиводействие» включает в себя мероприятия по защите электромагнитного спектра, используемого войсками от любого воздействия электронных средств противника и его радиоэлектронной разведки [1].

## 2. Основная часть.

При ведении наземной разведки будет осуществляться перехват информации, передаваемой базовыми станциями (БС) по информационным каналам и каналам управления, абонентскими терминалами (АТ) в режимах прямой связи и через БС, а также передаваемой между БС. Основной областью ведения радио и радиотехнической разведки будет являться радиоинтерфейс: участок между мачтой, на которой установлена антенна радиопередатчика, и движущимся АТ или участок между абонентскими терминалами в режиме прямой связи. Поэтому для обеспечения безопасности связи в сети подвижной радиосвязи (СПРС) требуется решить ряд сложных научно - технических проблем, таких как обеспечение требуемой защищенности сообщений в условиях комплексных атак квалифицированного нарушителя, выявления и нейтрализации атак нарушителя, гарантированной доставки заверенных сообщений в условиях противодействия нарушителя, направленного на дезорганизацию и срыв процесса обмена информацией. Проведенный анализ атак показал, что ранее основными угрозами считались угрозы нарушения секретности передаваемых сообщений и трафика в целом. По мере внедрения достаточно стойких методов шифрования акцент в разработке атак и мер по их нейтрализации стал смещаться в сторону угроз подлинности передаваемой информации и подлинности элементов сети, а также угроз доступности информации и ресурсов сети для законных ее пользователей. Все более актуальной становится задача разработки и использования таких систем имитозащиты сообщений и аутентификации корреспондентов, которые способны обеспечить требуемую защищенность от информационного воздействия квалифицированных нарушителей и интенсивных случайных и преднамеренных помех передачи[,2,3]. Особые сложности вызывает обеспечение доступности услуг передачи различных видов мультимедийной информации в условиях применения как хорошо апробированных методов радиоэлектронного подавления линий и каналов СПРС, так и новых видов атак блокирования различных элементов сетей. Исследуем системный подход к оценке возможных атак нарушителя на СПРС. Он основан на том, что

реальные возможности нарушителя ограничены. Нарушитель обладает некоторой конечной вычислительной способностью и запоминающими устройствами ограниченной емкости, ему не известны потенциально возможные наилучшие алгоритмы имитонавязывания (возможно, они еще просто не разработаны), ограничен временем анализа и временем реализации атаки, в течение которого навязывание ложных корреспондентов, режимов управления, информации не теряет своей актуальности, имеет реальные ограничения по доступу к разведываемым и блокируемым элементам СПРС, не способен осуществлять одновременно все виды атак и т.д. [4,5]. Рассмотрим возможные атаки внешнего нарушителя на исследуемые СПРС.

Атаки вскрытия семантики, анализа трафика, радиоподавления.

Под атаками вскрытия семантики и анализа интенсивности информационного обмена понимается ведение нарушителем радиоразведки (РР). Станции радиоразведки и специального анализа производят поиск и обнаружение радиоизлучений, их технический и специальный анализ, восстановление передаваемых сообщений, а также осуществляют местоопределение источников радиоизлучений. С помощью средств РР путем поиска радиоизлучений, пеленгования их источников, технического и специального анализа нарушитель имеет возможность: обнаруживать, распознавать, определять местоположение мобильных и базовых станций, интенсивность и характер их работы, получать доступ к содержанию оперативной и служебной информации. Характерным условием ведения разведки в СПРС является небольшой срок жизни передаваемой информации. Радиоподавление (РП) заключается в срыве или нарушении работы радиоэлектронных средств и систем нарушителя с помощью активных и пассивных помех, а также забрасываемых передатчиков помех.

Атаки навязывания ложных сообщений.

Нарушитель пытается обмануть получателя сообщений, реализуя атаки имитации, подмены, повтора или переадресации. Защищенность от имитовоздействия внешнего нарушителя оценивается через вероятность его успеха в атаке имитации, вероятность успеха нарушителя в атаке подмены, вероятность успеха в атаке повтора и вероятность успеха в атаке переадресации. Под атакой имитации понимаются попытки нарушителя при отсутствии передаваемых сообщений вводить в канал передачи СПРС сфабрикованные сообщения. Под атакой подмены понимаются попытки нарушителя по своему выбору изменять передаваемое от законного отправителя сообщение. Под атакой повтора понимаются попытки нарушителя, не меняя само сообщение, ввести его через некоторое время этому же получателю. Под атакой переадресации понимаются попытки нарушителя, не меняя сообщение, ввести его от имени другого отправителя или (и) навязать другому получателю. Реализуя данные атаки, нарушитель производит выбор одной из стратегий. Первая стратегия заключается в минимизации вероятности своевременной доставки сообщения с заданным качеством. Также нарушитель может стремиться максимально увеличить время доставки сообщений или максимально ухудшить качество обеспечиваемой связи. Вторая стратегия состоит в максимизации вероятности имитонавязывания, при этом нарушитель навязывает сообщения, которые семантически отличаются от передаваемых в канале связи подлинных сообщений.

Атака навязывания ложного корреспондента.

Нарушитель, пытаясь выдать себя за законного корреспондента сети, подбирает такой сигнал вызова, который при действующем ключе проверки корреспондента в ходе выполнения протокола его аутентификации дает положительный результат проверки. При этом порядок атаки, то есть возможное число известных для нарушителя выполнений протокола аутентификации вызовов законных корреспондентов в течение срока действия ключа может быть и более. При реализации этой атаки нарушитель, как правило, наблюдает одну или несколько реализаций протокола аутентификации законного корреспондента, а затем при отсутствии сигналов передачи от этого корреспондента, пытается выдать себя за него базовой станции сети. Опасность этой атаки заключается в том, что при признании подлинным данного корреспондента, он может получить доступ к информационным ресурсам СПРС на чтение, запись, модификацию и уничтожение информации.

Атака «вторжения в середину».

В данной атаке нарушитель перехватывает вызов от абонента сети, отвечает ему как базовая станция данной сети и в ходе выполнения протокола аутентификации убеждает абонента в своей подлинности. Перехваченный сигнал вызова корреспондента нарушитель транслирует истинной БС. Через нарушителя БС выполняет протокол аутентификации корреспондента. Число попыток вторжения есть порядок атаки, который определяется количеством корреспондентов сети, сигналы вызова которых могут перехватываться ложными БС (ЛБС), а также коэффициентом активности корреспондентов, который равен среднему числу вызовов за 1 час работы, и временем функционирования сети связи. Число таких попыток может быть порядка и более. Атака «вторжения в середину» более опасна, чем атака навязывания ложного корреспондента потому, что в ходе ее реализации нарушитель получает доступ к информационным ресурсам СПРС и передаваемой информации с правами законного пользователя сети.

Атаки навязывания ложных режимов управления.

При реализации данной атаки нарушитель пытается изменить установленные режимы управления СПРС с целью нарушения ее функционирования. Нарушитель по радиоканалу воздействует на каналы управления от старшей станции сети к базовым станциям и другим элементам сети. Он стремиться минимизировать производительность сети путем установления ложных режимов управления. Нарушитель максимизирует вероятность того, что навязываемые режимы управления будут восприниматься базовой станцией как подлинные.

Атака блокирования доступа.

Нарушитель при атаке блокирования доступа добивается следующей цели: максимально уменьшить вероятность доступа законного пользователя к информационным ресурсам сети за время доступа, не превышающее допустимое время. При этом нарушитель может одновременно использовать в распределенной атаке блокирования доступа несколько передатчиков имитационных сигналов, называемых далее ложными вызовами. При данной атаке будем полагать, что коэффициент загрузки

атакуемой сети, отражающий отношение числа активных пользователей к общему числу пользователей, примерно равен номинальному. При этом на канал доступа могут воздействовать различные случайные помехи, при этом соотношение сигнал/помеха должно быть не хуже допустимого для нормального функционирования канала доступа.

Очевидно, что, реализуя атаку отказа в обслуживании, нарушитель будет стремиться максимизируя время проверки вызова занимать каналы доступа БС, значительно ограничивая ресурс каналов доступа для обслуживания законных корреспондентов. При этом при любых технологиях построения СПРС и алгоритмов проверки вызова, если время проверки подлинности велико, то данная атака всегда будет актуальна для систем связи военного назначения.

В настоящее время в нормативных документах не существует критериев, обеспечивающих возможность оценить результаты атаки блокирования доступа в СПРС, однако существуют критерии для оценки результатов воздействия нарушитель на систему управления путем подавления линий связи и уничтожения узлов связи.

Можно предположить, что результаты атаки блокирования доступа к информационным ресурсам БС соизмеримы с результатами подавления нарушителем линий радиосвязи: так, при блокировании в течении 30 % времени функционирования каналов доступа работа БС будет затруднена, при блокировании в течении 50 % времени – нарушена, а при блокировании в течении более 75 % времени – сорвана. При этом ложный вызов может быть рассмотрен как форма оптимизированной имитационной помехи, так как по своей структуре он неотличим от вызова законного корреспондента, а невозможность обслуживания вызовов законных корреспондентов распространяется не только на время передачи ложного вызова, но и на время его анализа и обработки, которое значительно больше собственно времени передачи вызова..

## 3. Заключение

Следует отметить, что кроме «чистых» атак, таких как только имитонавязывание или только РП, нарушитель может ставить перед собой комбинированные задачи противоборства. В качестве комбинированной задачи противоборства нарушитель может ставить перед собой задачу ввода ложной информации, а если имитонавязывание не окажется успешным, то сорвать процесс передачи, так как ложные вызовы воспринимаются в канале доступа БС как оптимизированная помеха.

Необходимо также отметить, что автоматизированные комплексы РР и РП нарушителя могут иметь возможность комплексно реализовывать вышеперечисленные атаки в реальном масштабе времени [6,7].

## Литература

1. Алашеев В.В., Акишин А.В., Чеснаков М.Н. // Взгляды США на разработку доктрины информационного воздействия в киберпространстве. В сборнике: Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях Труды III Межвузовской научно-практической конференции. 2018. С. 67-71.
2. Лаута О.С., Нечепуренко А.П., Муртазин И.Р., Суетин А.И. // Модели интеллектуальных воздействий. Сборник, 2017. Информационная безопасность регионов России. – С. 144-145.

3. Муртазин И.Р., Коцыняк М.А., Мамай А.В., Лаута О.С. // Функциональная модель комплекса информационного воздействия на беспроводные сети передачи данных. В сборнике: Актуальные проблемы защиты и безопасности Труды XXII Всероссийской научно-практической конференции РАРАН. 2019. С. 188-189.
4. Гудков М.А., Муртазин И.Р., Гагарин Ю.А., Крибель А.М., Соловьёв Д.В. // Применение методов захвата и анализа пакетов, передаваемых по информационно-телекоммуникационным сетям, для аудита сетевой безопасности сетей. В сборнике: Современные информационные технологии. Теория и практика Материалы IV Всероссийской научно-практической конференции. Отв. ред. Т.О. Петрова. 2018. С. 158-162.
5. Муртазин И.Р., Коцыняк М.А., Бесков А.В., Лаута О.С., Мамай А.В. // Архитектура сети подвижной радиосвязи на основе эталонной модели взаимодействия открытых систем. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции в 6-ти томах. Воронежский государственный университет, АО "Концерн "Созвездие". 2019. С. 173-182.
6. Черкасов С.А., Васюков Д.Ю., Митрофанов М.В. // Направления повышения разведывательной защищенности сети радиосвязи специального назначения в современных условиях. В книге: Нейрокомпьютеры и их применение XVII Всероссийская научная конференция. Тезисы докладов. 2019. С. 117-119.
7. Игнатенко К.А., Левин Ю.В., Мартынюк И.А., Штаненко В.И. // Технические каналы утечки конфиденциальной информации. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018) VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Сборник научных статей. В 4-х томах. Под редакцией С.В. Бачевского. 2018. С. 414-418.

## REFERENCES

1. Alasheev V. V., Akishin A.V., Chesnakov M. N. // Views of the United States on the development of the doctrine of information impact in cyberspace. In the collection: Problems of technical support of troops in modern conditions Proceedings of the III Intercollegiate scientific and practical conference. 2018. Pp. 67-71.
2. Lauta O. S., Nechepurenko A. P., Murtazin I. R., Suetin A. I. // Models of intellectual influences. Collection, 2017. Information security of Russian regions. Pp. 144-145.
3. Murtazin I. R., Kotsinyak M. A., Mamai A.V., Lauta O. S. // Functional model of the complex information impact on wireless networks of data transmission. In the collection: Actual problems of protection and safety Proceedings of the XXII all-Russian scientific and practical conference raran. 2019. Pp. 188-189.
4. Gudkov M. A., Murtazin I. R., Gagarin Yu. a., Kribel A.M., Soloviev D. V. // Application of methods of capture and analysis of packets transmitted over information and telecommunication networks for network security audit of networks. In the collection: Modern information technologies. Theory and practice Materials of the IV all-Russian scientific and practical conference. OTV. ed. 2018. Pp. 158-162.
5. Murtazin I. R., Kotsynyak M. A., Beskov A.V., Lauta O. S., Mamay A.V. / / Architecture of the mobile radio network based on the reference model of interaction of open systems. In the collection: Radar, navigation, communication proceedings of the XXV International scientific and technical conference: in 6 volumes. Voronezh state University, JSC "Concern "Constellation". 2019. Pp. 173-182.
6. Cherkasov S. A., Vasyukov D. Yu., Mitrofanov M. V. // Directions of improving the intelligence security of the special purpose radio network in modern conditions. In the book: Neurocomputers and their application XVII all-Russian scientific conference. Thesis of reports. 2019. Pp. 117-119.
7. Ignatenko K. A., Levin, Y. V., Martynyuk I. A., Stasenko V. I. // Technical channels of leakage of confidential information. In the collection: Actual problems of infotelecommunications in science and education (APINO 2018) VII international scientific-technical and scientific-methodical conference. Collection of scientific articles. In 4 volumes. Edited By S. V. Bachevsky. 2018. Pp. 414-418.

# КОРРЕКЦИЯ САМОПОРАЖЕННЫХ ЧАСТОТ В ПРИЕМНИКАХ С ППРЧ

М.А. Евсеев

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** Рассмотрены методы уменьшения количества самопораженных частот радиоприемника в режиме с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) причиной которых являются помехи от импульсных источников питания. Показано, что применение метода цифровой коррекции частоты преобразования источника питания при частой смене рабочей частоты приемника приводит к снижению чувствительности. Предложен модифицированный метод цифровой коррекции частоты преобразования источника питания, который позволяет избежать значительного снижения чувствительности радиоприёмника с ППРЧ.

**Ключевые слова:** радиоприемник; самопораженные частоты; ППРЧ; цифровая коррекция; радиосвязь.

# AFFECTED FREQUENCIES CORRECTION IN FHSS RECEIVERS

M.A. Evseev

JSC Sozvezdiye Concern, Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** Methods of reduction affected frequencies of radio receiver in the frequency-hopping spread spectrum (FHSS) mode are considered which reason noises from switch mode power supplies. It is shown that application method of digital correction conversion frequency of the power source at frequent change operating receiver frequency bring to decrease in sensitivity. The modified method of digital correction conversion frequency of the power source which allows to avoid considerable decrease in sensitivity of the radio receiver with FHSS is offered.

**Keywords:** radio receiver; affected frequencies; FHSS; digital correction; radio communication.

## 1. Введение

Современные радиоприемные устройства, предназначенные для работы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), как правило, выполняются согласно архитектуре ideal receiver. Такое исполнение отличаются низким количеством самопораженных частот вследствие отсутствия частотного синтеза в аналоговом виде. Основной причиной появления пораженных частот приемника с ППРЧ зачастую являются внутрисистемные помехи, что является следствием плохой электромагнитной совместимости (ЭМС) компонентов самого устройства. Например, для питания радиочасти таких устройств ведущими производителями электронных компонентов рекомендовано использование импульсных вторичных источников питания (ВИП) [1]. Преимуществом использования импульсных ВИП является высокий КПД, при этом, в процессе их работы возникают гармонические колебания кратные частоте преобразования импульсного ВИП. Попадание этих гармоник в полосу основного канала приёма (ОКП) приводит к появлению частот, на которых чувствительность приемника будет уменьшена (пораженных частот).

Пораженные частоты ухудшают помехоустойчивость радиосвязи, что приводит к значительному росту битовой ошибки приема в режиме с ППРЧ. Это делает актуальным поиск решения противоречия между высоким КПД радиоприемника и не ухудшением чувствительности.

## 2. Обзор известных методов минимизации влияния самопораженных частот

Существуют методы подавления внутренних излучений радиоаппаратуры, основанные на фильтрации цепей питания и экранировке функциональных узлов, однако их эффективность (коэффициент подавления помехи) находится в пределах от 60 до 90 дБ [2]. Как правило, импульсные напряжения в элементах ВИП соизмеримы с выходными напряжениями. Для ВИП с выходным напряжением 5 В уровень помех в индуктивности составит около 5 В. Типовым коэффициентом шума современных радиоприемников можно считать величину 2-3 дБ, что, например, в полосе приема 3 кГц соответствует напряжению шумов 0.035 мкВ. Для корректного приёма символа в таком канале необходимо ослабить помеху ВИП на величину:

$$K_{тч} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{5}{35 \cdot 10^{-9}}\right) \approx 163\,[дБ] \qquad (1)$$

Реализация такого уровня ослабления в компактной радиоаппаратуре является сложной технической задачей, решение которой на современном уровне техники возможно не всегда.

Совсем другой подход минимизации количества самопораженных частот описан в патенте [3]. Сущность такого подхода заключается в управлении частотой преобразования импульсных источников питания $f_c$ в зависимости от частоты настройки ОКП $f_{окп}$. Метод реализуется согласно формуле:

$$f_c = \frac{f_{окп}}{\left(\left\lfloor \frac{f_{окп}}{f_{c0}} \right\rfloor + 0{,}5\right)}, \qquad (2)$$

где:

$f_{c0}$ – основная частота преобразования ВИП;

$\lfloor\ \rfloor$ – операнд взятия целой части от дробного числа.

Другими словами, осуществляется цифровая коррекция частоты преобразования ВИП в зависимости от частоты ОКП, которая обеспечивает минимально возможный уровень помех от ВИП в полосе ОКП.

В большинстве случаев, применение метода цифровой коррекции частоты преобразования ВИП позволяет решить задачу минимизации количества самопоражённых частот без существенного ухудшения других характеристик радиоприемного устройства. Однако при работе в режиме с ППРЧ перестройка частоты

преобразования ВИП осуществляется при каждом изменении рабочей частоты ОКП. При частом изменении частоты ВИП вследствие переходных процессов часть энергии внутренних излучений неизбежно попадает в полосу ОКП, ухудшая чувствительность.

### 3. Модифицированный метод цифровой коррекции частоты преобразования

Для уменьшения влияния переходных процессов на чувствительность при частой смене частоты преобразования ВИП предлагается ввести порог принятия решения о необходимости изменения частоты преобразования ВИП, который соответствует минимально допустимому частотному расстоянию от ОКП до ближайшей гармоники ВИП.

Решение о перестройки частоты преобразования ВИП предлагается принимать согласно следующему выражению:

$$\left| f_{\text{окп}} - f_c \cdot \left\lfloor \frac{f_{\text{окп}}}{f_c} \right\rfloor \right| < \Delta f_{\text{п}}, \qquad (3)$$

где: $\Delta f_{\text{п}}$ – минимальное расстояние от ОКП до ближайшей гармоники ВИП заданное разработчиком.

В отличие от оригинального метода цифровой коррекции [3], модифицированный метод позволяет минимизировать количество перестроек частоты преобразования ВИП и, соответственно уменьшить влияние переходных процессов на чувствительность радиоприемника с ППРЧ.

### 4. Доказательство эффективности модифицированного метода

Для доказательства эффективности модифицированного метода рассмотрим применение оригинального метода в радиоприемнике с ППРЧ со скоростью $N$ скачков в секунду с шириной ОКП $w$ Гц. Пусть для питания устройства используется ВИП с частотой преобразования $f_c$ Гц, а гармоника частоты преобразования, попадающая в ОКП, имеет мощность $P_{c0}$ Вт, при этом время перестройки частоты преобразования ВИП ограничено инерционностью, как синтезатора частоты преобразования, так и самого ВИП и составляет $t$ с. Тогда энергию гармоники частоты преобразования ВИП $E_c$, которая распределяется по частотному интервалу $\Delta f_c$, соответствующего изменению частоты отстраиваемой гармоники ВИП, можно определить как $E_c=P_{c0}*t$ Дж. Соответственно, энергия шума в ОКП шириной $w$ в момент перестройки частоты преобразования ВИП увеличится на $E_{\text{N0}} = \frac{E_c}{\Delta f_c} \cdot w$ дЖ. Для пояснения, соответствующий частотный спектр сигналов на выходе АЦП радиоприемника представлен на рис. 1. При этом в режиме ППРЧ $N$ скачков в секунду требуется $N$ перестроек частоты преобразования ВИП. Таким образом, мощность шума в полосе ОКП $w$ увеличится на $P_{N0} = \frac{E_c}{\Delta f_c} \cdot w \cdot N$ Вт.

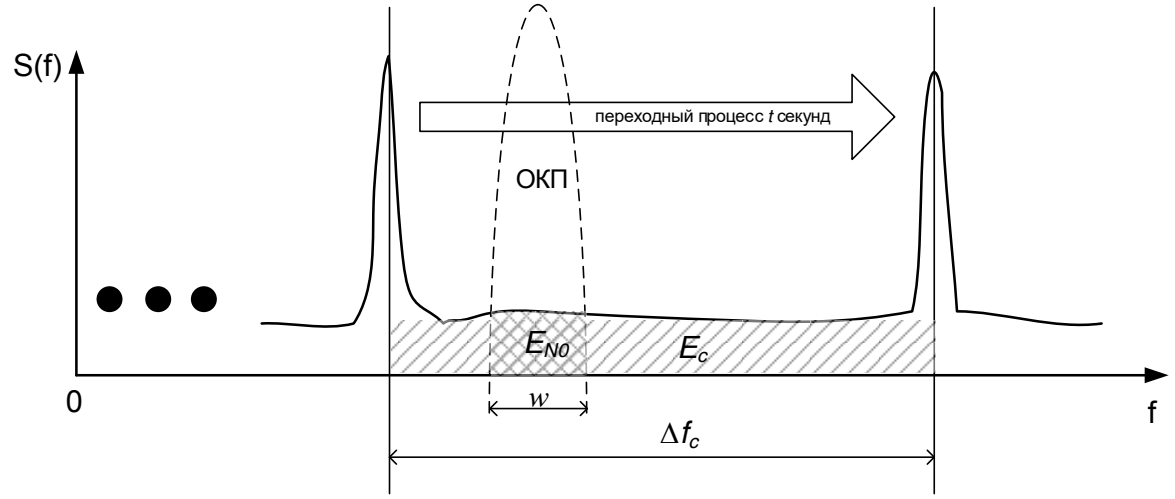



Рис. 1. Частотный спектр сигналов на выходе АЦП радиоприемника.

Применение модифицированного метода отличается тем, что количество перестроек частоты преобразования ВИП будет зависеть от величины вероятности попадания гармоники ВИП в заданный частотный интервал $\Delta f_{\text{п}}$, который является минимальным расстоянием по частоте от ОКП до ближайшей гармоники ВИП. Таким образом, модифицированный метод требует в среднем $N_c = N \cdot \frac{2 \cdot \Delta f_{\text{п}}}{f_c}$ перестроек частоты преобразования ВИП. Соответственно, вызванное перестройкой частоты преобразования ВИП увеличение мощности шума в ОКП изменится на $P_N = \frac{E_c}{\Delta f_c} \cdot w \cdot N_C = \frac{E_c}{\Delta f_c} \cdot w \cdot N \cdot \frac{2 \cdot \Delta f_{\text{п}}}{f_c}$ Вт, что в $\frac{f_c}{2 \cdot \Delta f_{\text{п}}}$ раз меньше чем при применении оригинального метода.

Рассмотрим конкретный пример. Пусть ширина ОКП в режиме ППРЧ $N$ = 16000 скачков в секунду составляет $w$ = 100 Гц при частоте преобразования ВИП $f_c$ = 1000000 Гц. В идеальных условиях минимально допустимое пороговое значение будет определяться как половина ширины ОКП. Однако в реальных условиях частота преобразования ВИП может незначительно отличаться от рассчитанной вследствие ограниченной точности установки частоты синтезатора частот, а также иметь некоторое дрожание. С учетом защитного интервала от неточности установки частоты преобразования ВИП зададим пороговое значение $\Delta f_{\text{п}} = w$ =100 Гц. Тогда, количество перестроек частоты преобразования ВИП в среднем будет определяться как $N_c = 16000 \cdot \frac{2 \cdot 100}{1000000} = 3{,}2$ раза в секунду, что в 5000 раз меньше чем при применении оригинального метода, соответственно, энергия гармоники частоты преобразования ВИП $E_c$, которая вследствие переходных процессов попадет в полосу ОКП, также уменьшится в 5000 раз.

## 5. Заключение

Модифицированный метод цифровой коррекции частоты преобразования ВИП позволяет уменьшить количество перестроек частоты преобразования ВИП по сравнению с количеством перестроек частоты ОКП и тем самым значительно уменьшить влияние переходных процессов на чувствительность радиоприемного устройства с ППРЧ при отсутствии самопораженных частот вызванных влиянием помех от импульсных ВИП.

## Литература

1. ADC12J4000. 12-Bit 4 GSPS ADC With Integrated DDC / Texas Instruments. – 2015 (электронный ресурс www.ti.com).
2. Ott, Henry W. Noise reduction techniques in electronic systems – 2nd ed, John Wiley & Sons, 1988. – 426 p.
3. Маковий В.А., Ермаков С.А, Евсеев М.А. Радиоприёмное устройство с цифровой коррекцией самопораженных частот. RU 2645738 C2, заяв. 28.02.2018, опубл. 28.02.2018.

## References

1. ADC12J4000. 12-Bit 4 GSPS ADC With Integrated DDC / Texas Instruments. – 2015 (www.ti.com).
2. Ott, Henry W. Noise reduction techniques in electronic systems – 2nd ed, John Wiley & Sons, 1988. – 426 p.
3. Makovij V.A., Ermakov S.A, Evseev M.A. Radio receiver with digital correction of affected frequencies. RU 2645738 C2, stated. 28.02.2018, publ. 28.02.2018.

# МАСКИРОВКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО КАНАЛА УТЕЧКИ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ В ЦИФРОВЫХ РАДИОЛИНИЯХ СВЯЗИ

С. А. Ермаков[1]

[1] АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Рассмотрен способ создания искусственных помех для обеспечения защиты речевой информации в цифровых радиолиниях связи в условиях необходимости выполнения требований по электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и заданных энергетических характеристиках радиосистемы передачи и вероятности ошибочного приема. Обоснована эффективность применения такого подхода. Представлена структурная схема, реализующая предложенный способ.

**Ключевые слова:** микрофонный эффект; канал прямого прохождения; случайный микрофон; технический канал утечки информации; маскирующая помеха; программируемое радиоприемное устройство; цифровая обработка сигналов; радиосвязь; защита информации.

# MASKING OF THE ELECTROMAGNETIC LEAKAGE CHANNEL OF SPEECH INFORMATION IN DIGITAL RADIO COMMUNICATION LINES

S. A. Ermakov[1]

[1] JSC Sozvezdiye Concern, Voronezh, Russia

**Abstract.** A method for creating artificial interference to ensure voice information protection in digital radio communication lines in the case of the need to fulfill the requirements for electromagnetic compatibility of electronic equipment and specified energy characteristics of radio transmission system and probability of erroneous reception is considered. Efficiency of applying this approach is proved. The structural scheme that implements the offered method is provided.

**Keywords:** microphonic effect; direct channel; random microphone; technical channel for information leakage; masking interference; programmable radio receiver; digital signal processing; radio communication; information security.

## 1. Введение

В настоящее время продолжается рост числа радиосетей и парка радиосредств, которые эксплуатируются в различных организациях и ведомствах, что ведет к обострению проблемы обеспечения защиты информации от утечки по техническим каналам. Методы технической разведки основываются на том, что процессы обработки, хранения и передачи информации всегда обуславливаются возникновением побочных полей рассеивания различной физической природы или наведением токов и напряжений в неинформационных физических цепях. Указанные обстоятельства обуславливают повышение требований к показателям, методам и средствам, обеспечивающим защиту информации. При этом механизм образования канала утечки речевой информации может быть следующим. В ходе передачи речевого сообщения происходит воздействие акустического давления не только на микрофон гарнитуры, но и, например, на

составные элементы опорного генератора передающего радиоустройства, что приводит к нежелательной модуляции (узкополосной) выходной частоты генератора по закону изменения акустического давления. Далее, как правило, в процессе преобразования частоты, продукты нежелательной модуляции попадают в основной канал передачи радиоустройства, усиливаются и после излучения в эфир возникает возможность несанкционированного перехвата речевого сообщения.

## 2. Обзор известных решений

Проблема возникновения микрофонного эффекта широко известна [4-6], в частности известна возможность образования электромагнитного технического канала утечки речевой информации, иногда называемого каналом прямого прохождения, обусловленная наличием случайных электроакустических преобразователей, называемых случайными микрофонами, в отдельных элементах технической системы.

Одним из подходов к обеспечению защиты речевой информации от утечки по электромагнитному каналу является снижение уровня акустического давления на электронные компоненты, подверженные микрофонному эффекту, путем демпфирования и звукоизоляции.

Основным недостатком этих способов является тот факт, что они направлены лишь на снижение уровня продуктов нежелательной модуляции и не способны устранить их полностью. Кроме того, применение звукоизолирующих материалов в радиопередающих устройствах негативно сказывается на их параметрах, поскольку это приводит к изменению температурных режимов работы ключевых радиокомпонентов.

Также известен широкий класс способов пассивной защиты передающих устройств, основанных на применении экранирования и фильтрации электромагнитных наводок и помех. Данные способы обладают теми же недостатками, что и способы звукоизоляции. Кроме того, они не эффективны для устранения наводок, попадающих в основной канал передачи.

Другим направлением защиты информации техническими средствами является создание искусственных помех в электромагнитных каналах утечки информации генераторами маскирующих сигналов, мощность которых превышает мощность электромагнитных сигналов утечки информации. Это существенно снижает возможность обнаружения и приема информации. Известны способы защиты радиолиний связи посредством создания маскирующих помех в широкой полосе частот, мощность которых превышает мощность электромагнитных сигналов побочных электромагнитных излучений и наводок.

Недостатком этих способов является создание непреднамеренных помех широкому классу радиоэлектронных устройств, расположенных в непосредственной близости от передатчика маскирующих излучений поскольку сложение мощности сигнала маскирования и продуктов нежелательной модуляции осуществляется в эфире.

Обычно реализация этих способов не предусматривает обмена служебной информацией с каждой радиостанцией, поэтому генератор шума не может получать от них информацию о включении излучения, частоте и ширине полосы излучаемого

сигнала. Это в свою очередь будет приводить к ухудшению чувствительности приемника радиостанции, поскольку шумовой генератор излучает шум в моменты приёма сигнала. Также устройство, реализующее данный способ, будет создавать помехи для радиоэлектронных средств, использующих соседние частотные каналы, поскольку необходимо маскировать шумом весь диапазон рабочих частот, если радиостанция в ходе работы меняет частотные каналы, или наибольшую из возможных полос частот, если радиостанция использует при передаче различные полосы сигнала.

Рассматриваемые способы эффективно работают в случае отсутствия жестких требований по электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и предотвращают или существенно уменьшают электромагнитную утечку информации, в том числе и речевой.

Недостаток рассматриваемых способов заключается в том, что они подразумевают работу внешнего излучателя шума на отдельную антенну или антенны. Различие фактических диаграмм направленности антенн радиостанции и излучателя шума, вызванное, в том числе, расположением антенн и влиянием близко расположенных предметов, не позволяет обеспечить маскирование с нужным качеством по всем азимутальным направлениям, что является потенциальной уязвимостью.

В результате проведенного анализа выявлена необходимость разработки эффективного способа маскировки электромагнитного канала утечки речевой информации в цифровых радиолиниях связи, не нарушающего требований по электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и незначительно ухудшающего энергетические характеристики радиосистемы.

## 3. Описание способа реализации

Для решения поставленной задачи предлагается выполнять сложение маскирующего сигнала внутри радиостанции без излучения в эфир на внешнюю относительно передающей радиостанции антенну, при фильтрации выделять полосу маскирующего сигнала, совпадающую с шириной полосы излучаемого полезного сигнала, и при усилении уровень маскирующего сигнала задавать по критерию не увеличения вероятности ошибки принимаемого сигнала.

Другими словами, задача обеспечения адаптивной маскировки электромагнитных каналов утечки речевых сигналов, решена применением нескольких операций: нахождением простого и дешевого пути формирования маскирующего шума в полосе излучаемого полезного сигнала, и ограничением уровня маскирующего сигнала уровнем, который не приводит к существенному увеличению вероятности ошибки принимаемого сигнала.

Возможная структурная схема блока формирования и цифровой обработки сигналов устройства, реализующего предлагаемый способ [1], представлено на рисунке 1.

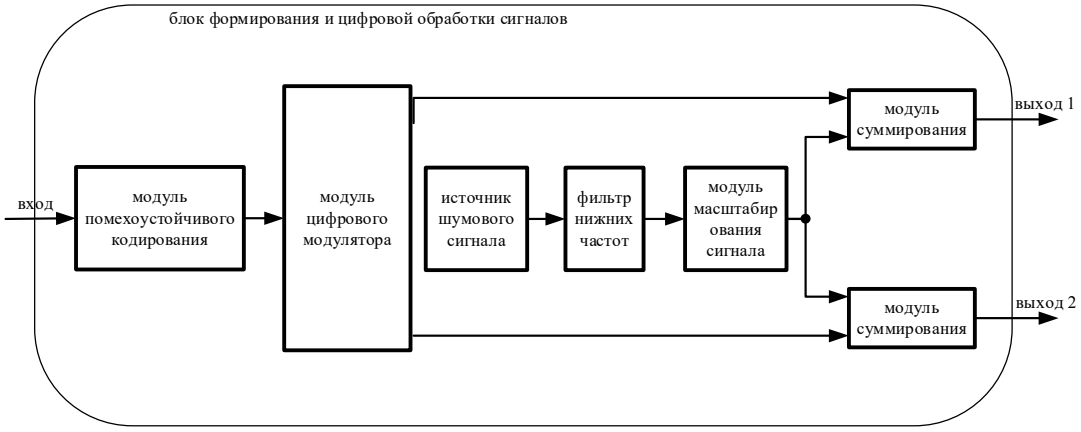



Рис. 1. Структурная схема блока формирования и цифровой обработки сигналов, реализующего способ обеспечения адаптивной маскировки электромагнитных каналов утечки речевых сигналов.

Источник шумового сигнала формирует маскирующий шумовой сигнал с требуемыми спектральными характеристиками. Фильтр нижних частот ограничивает полосу частот маскирующего сигнала полосой передаваемого полезного сигнала. Маскирующий сигнал масштабируется по уровню так, что сложение его с передаваемым полезным сигналом не увеличит вероятность ошибки принимаемого сигнала. Сформированный маскирующий сигнал суммируется с передаваемым полезным сигналом внутри передающей радиостанции, причем отношение сигнал/шум для продуктов нежелательной модуляции существенно уменьшается. При этом усиление сигнала и излучение его в эфир возбуждением антенны выполняется с уже замаскированными шумом продуктами нежелательной модуляции речевым сигналом.

Первое решение состоит в программной реализации процессов генерации, фильтрации, задания уровня и наложения маскирующего шума. В этом случае генератор маскирующего шума располагается непосредственно внутри радиопередающего устройства и ему доступна вся необходимая информация о включении излучения, частоте и ширине полосы излучаемого сигнала. Таким образом, становится возможным накладывать маскирующий шум уже на этапе модуляции полезным сигналом. Причем введение генератора маскирующего шума в состав цифровых радиостанций, включающих в себя сигнальный процессор или ПЛИС в качестве блока цифровой обработки, сводится к простому и дешевому обновлению конфигурационных файлов.

Второе решение состоит в расчете максимально возможной мощности маскирующего шума, добавление которого в полосу полезного сигнала практически не увеличивает вероятность ошибки приема полезного сигнала, однако для продуктов нежелательной модуляции отношение сигнал/шум изменяется существенно и прием их становится весьма затруднен или невозможен.

Таким образом, обеспечивается предварительное зашумление полосы сигнала, в которой на последующих стадиях преобразования сигнала мог бы образоваться электромагнитный канал утечки речевой информации.

## 4. Результаты

Рассмотрим влияние добавления маскирующего шума в полосу сигнала на ухудшение качества приёма на примере когерентного приемника двоичных ортогональных сигналов с частотной манипуляцией (FSK).

Как известно, вероятность ошибки при приёме такого сигнала когерентным демодулятором описывается формулой

$$P_{ош} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (1)$$

где Q(x) – функция гауссова интеграла ошибок, определяемая как

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}}\,du, \quad (2)$$

$E_b$ – энергия, приходящаяся на один двоичный символ информации, в данном случае совпадает с энергией одного передаваемого символа;

$N_0$ – спектральная плотность шума на входе приёмника.

При передаче сигналов FSK ширина полосы приемника W в герцах обычно равна скорости передачи символов $\frac{1}{T}$; можно считать, что TW = 1. Тогда при заданном отношении мощностей сигнала и шума на входе получим выражение для вероятности ошибки при заданном отношении мощностей сигнала и шума в полосе приёма:

$$P_{ош} = Q\left(\sqrt{\frac{S}{N}}\right). \quad (3)$$

Пусть канал передачи информации обеспечивает максимальную ошибку 5 % [3], тогда отношение мощностей 1,65 или SNR= 10·lg(1,65) =2,175 дБ.

После добавления в полосу сигнала маскирующей помехи мощность шума на входе приёмника увеличится на мощность маскирующего сигнала. Примем мощность сигнала за 1. Тогда мощность шума N = 1/1,65 = 0,60606. Пусть маскирующая помеха имеет уровень в 100 раз по мощности меньше, чем сигнал, $P_{msk} = 0{,}01$. Маскирующая помеха и шум являются независимыми процессами. Поэтому их сумма будет иметь мощность , что приведёт к уменьшению величины SNR до уровня $1/0{,}60706$ =1,647 (2,168 дБ).

Уменьшение SNR за счёт добавления маскирующей помехи в рассматриваемом случае составит 0,007 дБ, что практически не увеличит вероятность ошибки принимаемого сигнала. Однако отношение сигнал/шум для продуктов нежелательной модуляции изменится более заметно. Например, если в результате прямого прохождения уровень паразитного сигнала на выходе передатчика составит -40 дБс (рис. 2а) относительно полезного сигнала, то после добавления маскирующей помехи с уровнем -20 дБс (рис. 2б) сигнал прямого прохождения на выходе передатчика будет на 20 дБ ниже уровня добавленной маскирующей помехи и его прием станет весьма затруднен или невозможен.

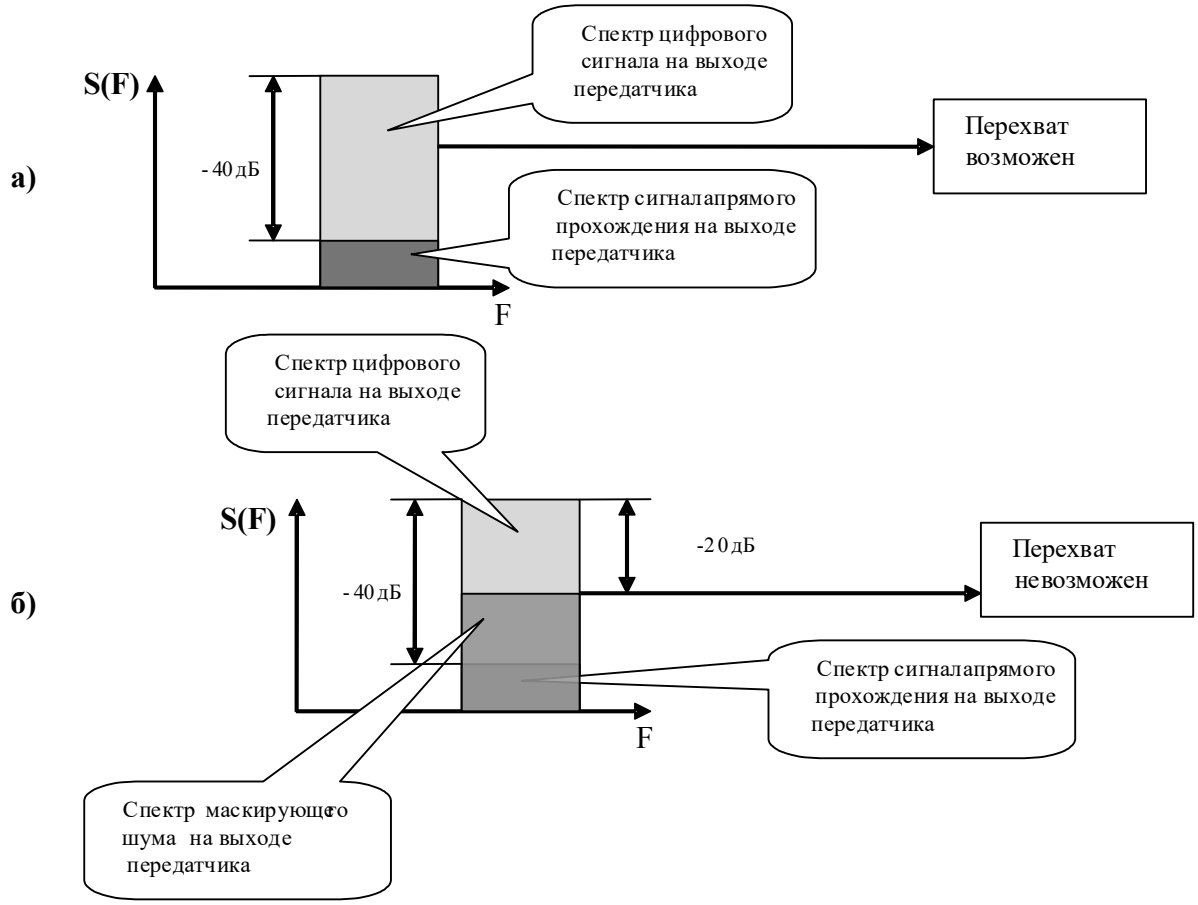



Рис. 2. Иллюстрация принципа предлагаемого способа маскировки продуктов прямого прохождения речевого сигнала в спектральной области.

Предложенный способ внедрен в радиопередающее устройство путем программной реализации предложенного алгоритма [2]. Основным практическим результатом выполненной работы является возможность обеспечения маскировки продуктов нежелательной модуляции, возникающих в результате прямого прохождения речевого сигнала без формирования помех в соседних частотных каналах. При этом стоимость реализации подхода несопоставимо ниже по сравнению с аналогами, а электромагнитная совместимость - существенно выше.

## 5. Заключение

Полученные результаты позволяют создавать перспективные цифровые радиоустройства с программируемой архитектурой одновременно обеспечивающие маскировку электромагнитного канала утечки речевой информации и выполняющие требования к электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в цифровых радиолиниях связи при заданных энергетических характеристиках радиосистемы передачи и вероятности ошибочного приема, что способствует обеспечению защиты информации от утечки по техническим каналам и несомненно очень привлекательно для различных пользователей систем и средств цифровой радиосвязи.

## Литература


1. Маковий В. А., Ермаков С. А., Зародин С. Г. Способ маскировки электромагнитного канала утечки речевой информации в цифровых радиолиниях связи. RU 2699826 C1, заяв. 06.03.2019, опубл. 11.09.2019.
2. Маковий В. А., Ермаков С. А., Зародин С. Г. Цифровое радиоустройство с встроенной маскировкой электромагнитного канала утечки речевой информации. RU 2696019 C1, заяв. 11.03.2019, опубл. 30.07.2019.
3. Маковий В. А. Сравнительная оценка экономических затрат на подавление связи в тактическом звене / Маковий В. А., Николаев В. И., Поветко В. Н. // Теория и техника радиосвязи. – 2016. – №3. – С.88-93.
4. Каторин Ю. Ф. Защита информации техническими средствами / Каторин Ю. Ф., Разумовский А. В., Спивак А. И. / Под ред. Ю.Ф. Каторина – Спб: НИУ ИТМО, 2012. – 416 с.
5. Железняк В. К. Защита информации от утечки по техническим каналам – Спб: ГУАП, 2006. – 188 с.
6. Capturing and Measuring Microphonics and Phase-Hits with the RTSA / Application Note 37W-18577-1 – Tectronix, 2005. – 20 p.


## References


1. Makovij, V. A., Ermakov, S. A., Zarodin, S. G. The method of masking of the electromagnetic channel of leakage of speech information in digital radio communication lines. RU 2699826 C1, stated. 06.03.2019, publ. 11.09.2019.
2. Makovij, V. A., Ermakov, S. A., Zarodin, S. G. The digital radio device with the built-in masking of the electromagnetic channel of leakage of speech information. RU 2696019 C1, stated. 11.03.2019, publ. 30.07.2019.
3. Makovij V. A. A comparative assessment of economic costs of suppression of communication in a tactical link / Makovij V. A., Nikolaev V. I., Povetko V. N.//Theory and equipment of a radio communication. - 2016. - No. 3. - S.88-93.
4. Katorin, Yu. F. Information protection technical means / Katorin, Yu. F., Razumovsky, A. V., Spivak, A. I. / Under the editorship of Yu.F. Katorin - SPb: NIU ITMO, 2012. - 416 p.
5. Zheleznyak, V. K. Information protection from leak on technical channels - SPb: GUAP, 2006. - 188 p.
6. Capturing and Measuring Microphonics and Phase-Hits with the RTSA / Application Note 37W-18577-1 – Tectronix, 2005. – 20 p.

# МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОНФИГУРАЦИИ ПОСТОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ БЛА С МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ РЛС

Р.В. Антипенский, А.А. Донцов, Ю.Л. Козирацкий, Е.Е. Назаров

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

**Аннотация.** На основе минимизации ошибки определения координат разведывательных БЛА с РЛС разработана методика формирования оптимальной пространственной конфигурации сети постов радиотехнической разведки в интересах их радиоэлектронного подавления. Найдены оптимальные параметры круговой конфигурации постов при заданных требованиях к их количеству и точности определения координат БЛА.

**Ключевые слова:** беспилотный летательный аппарат, многофункциональная РЛС, радиотехническая разведка, погрешности определения координат.

# METHOD OF FORMATION OF OPTIMAL SPATIAL CONFIGURATION OF THE UAV ELECTRONIC WARFARE POSTS WITH MULTI-FUNCTION RADAR

R.V. Antipensky, A.A. Dontsov, Y.L. Koziratsky, E.E. Nazarov

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

**Abstract.** On the basis of minimizing the error in determining the coordinates of electronic warfare UAVs with radar, a method for forming an optimal spatial configuration of the network of radio-technical intelligence posts in the interests of their electronic suppression has been developed. Optimal parameters of the circular configuration of posts were found for the specified requirements for their number and accuracy of determining the UAV coordinates.

**Keywords.** UAV, multifunctional radar, radio-technical intelligence, error in determining the coordinates.

## 1. Введение

Для формирования сигналоподобных помех современным РЛС, размещенным на беспилотных летательных аппаратах и работающим в режиме синтезирования апертуры антенны (РСА), необходимо высокоточное определение координат БЛА, которое может быть реализовано пространственно-распределенной системой радиотехнической разведки (РТР) [1]. Применение таких систем РТР с большим количеством постов и оптимальной конфигурацией их размещения на местности, очевидно, позволит добиться повышения точности определения координат БЛА. Вопросы оценки сигнальных параметров РСА в интересах их подавления сигналоподобными помехами достаточно подробно рассмотрены в работах [2-5], при этом оценка ошибок определения координат носителя РСА остается недостаточно освещенной. В работах [6,7] рассматриваются различные методы определения координат источников радиоизлучения пассивными комплексами РТР, однако, они не учитывают ошибок пеленгования и определения

параметров движения БЛА, ширину диаграммы направленности антенны (ДНА) РСА, которые существенно влияют на точность оценки координат носителя БРЛС. В работах [8,9] авторами предложена методика обоснования требований к пространственно-распределенной системе РТР РСА, проведенные исследования показали, что круговое расположение постов РТР позволяет обеспечить определение координат разведывательного БЛА с любых направлений. Однако при этом выявлена существенная зависимость суммарного СКО ошибок определения координат БЛА от его углового положения относительно пространственной конфигурации постов РТР. Это объясняется наличием пеленгационных пар с очень малой базой. Так же показано, что суммарное СКО ошибок определения координат БЛА возрастает на 20 % при уменьшении максимальной базы пеленгационной пары на 25 % и в 2 раза – при уменьшении базы на 50 %. В связи с этим необходима разработка методики формирования пространственной конфигурации постов РТР, устраняющей подобные ошибки определения координат БЛА.

Цель работы - разработка методики формирования оптимальной пространственной конфигурации постов РТР при произвольном расположении разведывательного БЛА, обеспечивающей требуемую точность определения координат БЛА.

## 2. Разработка методики формирования оптимальной пространственной конфигурации постов радиотехнической разведки

Рассмотрим круговое расположение $N$ постов РТР при произвольном угловом положении разведывательного БЛА (см. рисунок 1), координаты которых определяются выражениями:

$$x_{\text{пj}} = D - \frac{B_m}{4}\cos(\frac{2\pi}{N}(j-1)+\gamma); \qquad y_{\text{пj}} = \frac{B_m}{4}\sin(\frac{2\pi}{N}(j-1)+\gamma), \tag{1}$$

где $j$=1..$n$; $N$ – количество постов РТР; $\gamma$ – угол поворота относительно направления БЛА – объект разведки; $B_m = 2tg(\theta/2)\sqrt{D^2+H^2}$ - максимальная база пеленгования; $\theta$ – ширина диаграммы направленности антенны; $D$ – проекция дальности БЛА – объект разведки; $H$ – высота полета разведывательного БЛА.

Рассчитаем базу первой пары постов РТР. Используя теорему косинусов, получим выражение:

$$B_1 = c_1 \sin\left[\arccos\frac{b_1^2 + c_1^2 - a_1^2}{2b_1c_1}\right], \tag{2}$$

где $a_1 = \sqrt{y0_1^2 + x0_1^2}$; $b_1 = \sqrt{y1_1^2 + x1_1^2}$; $c_1 = \sqrt{(y1_1 - y0_1)^2 + (x1_1 - x0_1)^2}$; $\{x0_1, y0_1\}$, $\{x1_1, y1_1\}$ – координаты первой пары постов РТР.

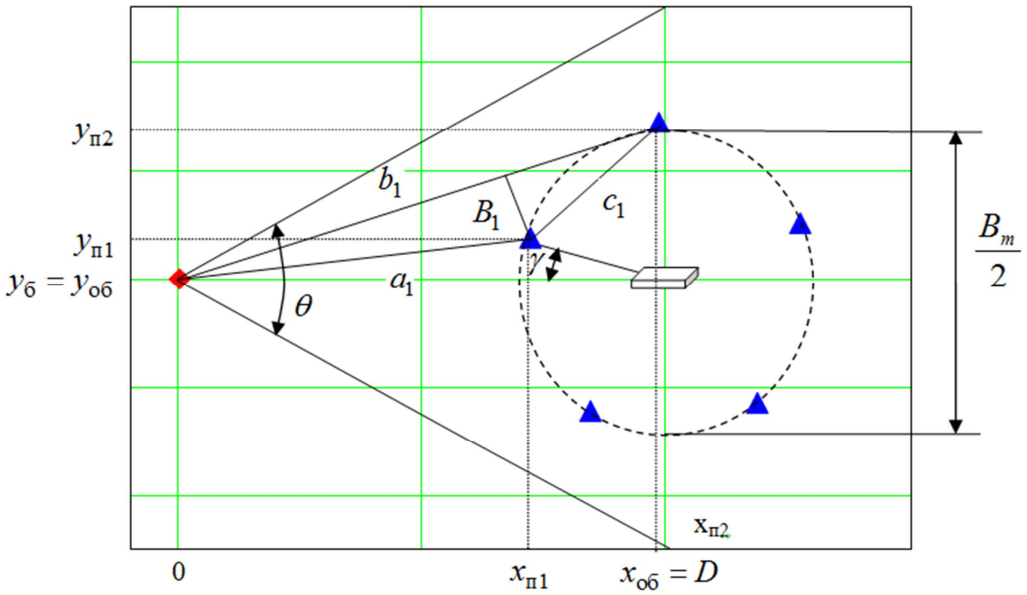



Рис.1. Геометрия процесса пеленгования постами РТР разведывательного БЛА с РЛС.

По аналогии можем определить базы всех пар постов РТР при заданном угле $\gamma$:

$$B_n = c_n \sin\left[\arccos\frac{b_n^2 + c_n^2 - a_n^2}{2b_n c_n}\right], \tag{3}$$

где $a_n = \sqrt{y0_n^2 + x0_n^2}$; $b_n = \sqrt{y1_n^2 + x1_n^2}$; $c_n = \sqrt{(y1_n - y0_n)^2 + (x1_n - x0_n)^2}$; $n = 1...Nv$ – номер пары постов РТР; $Nv = \frac{N!}{2(N-2)!}$ – число пар постов РТР; $\{x0_n, y0_n\}$, $\{x1_n, y1_n\}$ – координаты $n$-ной пары постов РТР. При расчетах следует иметь ввиду, что если $a_n > b_n$, то следует выполнить замену: $a_n = b_n$ и $b_n = a_n$; если $a_n = b_n$, то $B_n = c_n$. Теперь, определив максимальную базу, можно рассчитать относительное значение базы $n$-ной пары постов РТР:

$$\dot{B}_n = \frac{B_n}{B_{\max}}. \tag{4}$$

В [9] было показано, что при малых базах пеленгования отдельными парами постов ошибка определения координат $\sigma_s$ БЛА может возрастать, поэтому в целях ее уменьшения целесообразно исключить из расчета те пары постов РТР, у которых относительное значение базы меньше порогового. Задаваясь пороговым значением относительной базы $B_{пор}$, можем определить номера пар постов РТР, которые должны использоваться для пеленгования при текущем угловом положении разведывательного БЛА для минимизации ошибки определения координат БЛА. Отсюда задача оптимизации пространственной конфигурации сети постов РТР может быть записана следующим образом:

$$F = \underset{Nv}{opt}\left(\{(x0_n, y0_n), (x1_n, y1_n)\}, B_{пор}, \sigma_s \to \min\right). \tag{5}$$

В таблице 1 представлены результаты оптимизации пространственной конфигурации в виде номеров пеленгационных пар с базой не менее 75% от максимальной ($B_{пор}$=0.75) при круговом расположении постов РТР при различных значениях угла $\gamma$ и максимальном количестве постов $N$ ($Nv$– число пар постов РТР).

Таблица 1. Номера пеленгационных пар постов

N=3, $Nv=3$

| γ, град | 0 | 15 | 30 | 45 | 60 | 75 | 90 | 105 | 120 | 135 | 150 | 165 | 180 | 195 | 210 | 225 | 240 | 255 | 270 | 285 | 300 | 315 | 330 | 345 | 360 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 3 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 3 | 3 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 3 | 3 |
| | 1 | 2 | 3 | 3 | 3 | 1 | 2 | 2 | 2 | 3 | 3 | 1 | 1 | 2 | 3 | 3 | 3 | 1 | 2 | 2 | 2 | 3 | 3 | 1 | 1 |

N=4, $Nv=6$

| γ, град | 0 | 15 | 30 | 45 | 60 | 75 | 90 | 105 | 120 | 135 | 150 | 165 | 180 | 195 | 210 | 225 | 240 | 255 | 270 | 285 | 300 | 315 | 330 | 345 | 360 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 5 | 5 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 1 | 1 | 5 | 5 | 5 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 1 | 1 | 5 | 5 |
| | 4 | 4 | 4 | 3 | 3 | 4 | 1 | 1 | 2 | 2 | 5 | 1 | 1 | 3 | 4 | 3 | 3 | 3 | 3 | 6 | 2 | 2 | 5 | 6 | 4 |
| | 0 | 0 | 5 | 4 | 4 | 0 | 0 | 0 | 6 | 5 | 6 | 0 | 0 | 0 | 5 | 4 | 4 | 0 | 0 | 0 | 6 | 5 | 6 | 0 | 0 |
| | 0 | 0 | 0 | 5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 6 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 6 | 0 | 0 | 0 |

N=5, $Nv=10$

| γ, град | 0 | 15 | 30 | 45 | 60 | 75 | 90 | 105 | 120 | 135 | 150 | 165 | 180 | 195 | 210 | 225 | 240 | 255 | 270 | 285 | 300 | 315 | 330 | 345 | 360 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 6 | 6 | 6 | 3 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 7 | 7 | 7 | 6 | 6 | 3 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 7 | 7 | 6 |
| | 7 | 7 | 7 | 6 | 6 | 3 | 3 | 3 | 9 | 9 | 9 | 9 | 9 | 7 | 7 | 6 | 6 | 3 | 3 | 3 | 9 | 9 | 9 | 9 | 7 |
| | 9 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 9 |

Анализ полученных результатов показывает, что при круговом расположении 3-х постов РТР целесообразно использовать две пеленгационные пары. При круговом расположении 4-х постов РТР должны быть задействованы 2-4 пеленгационные пары ( в зависимости от значениях угла $\gamma$ поворота относительно направления БЛА – объект разведки), 5-ти постов РТР – 2-3 пары.

## 3. Анализ СКО ошибок определения координат БЛА оптимальными конфигурациями постов РТР

На рисунке 2 представлены зависимости суммарного СКО ошибок определения координат разведывательного БЛА от угла $\gamma$ при различном количестве постов РТР $N$=3;4;5 и их оптимальной пространственной конфигурации, полученной с использованием разработанной методики, при $D$=10 км; $H$= км; $\theta$=40 град; $\sigma_{\alpha,\beta}$ =0,01 град; $B_{пор}$ =0.75.

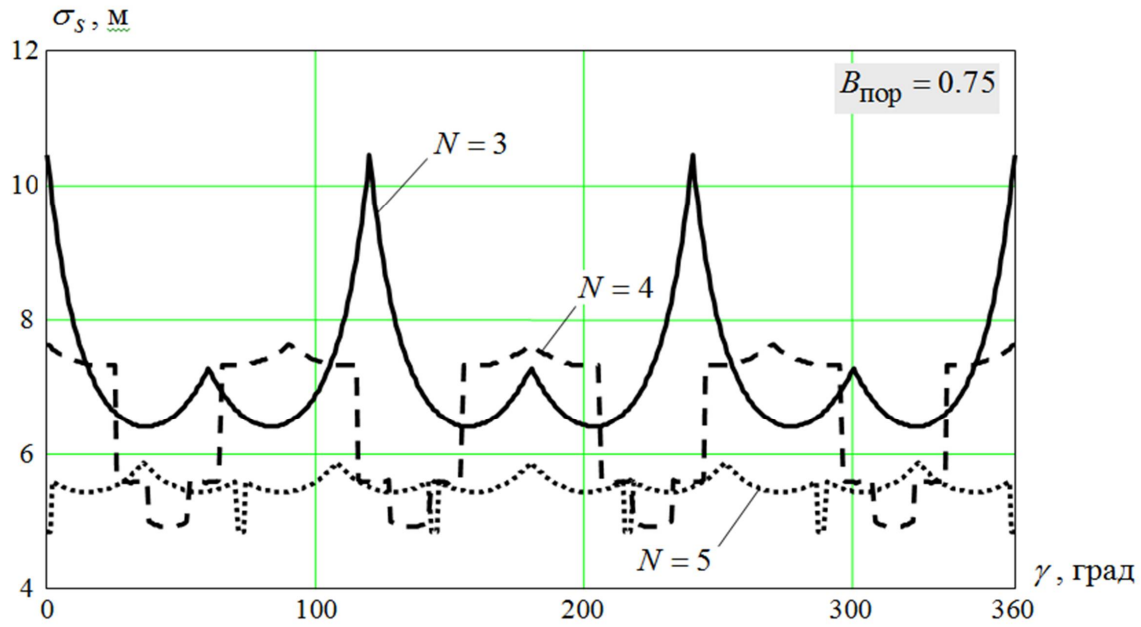



Рис. 2. Зависимости суммарного СКО ошибок определения координат разведывательного БЛА от угла $\gamma$ при различном количестве постов РТР $N$=3;4;5 при $D$=10 км; $H$= км; $\theta$=40 град; $\sigma_{\alpha,\beta}$=0,01 град; $B_{пор}$=0.75.

Анализ графиков рисунка 2 показывает, что разработанная методика формирования оптимальной пространственной конфигурации постов РТР, предусматривающая определение номеров пар постов РТР для пеленгации излучения РЛС малогабаритного БЛА, обеспечивает незначительные значения вариации СКО ошибок определения координат БЛА в диапазоне изменения углового положения БЛА от 0 до 360 град. В частности, при наличии трех постов РТР формирование оптимальной пространственной конфигурации обеспечит в среднем СКО ошибок определения координат БЛА менее 10 метров. Как показано в [8], при отсутствии оптимизации для этого понадобится 9 постов РТР.

На рисунке 3 показаны результаты расчетов $\sigma_S$ от $\gamma$ при $B_{\text{пор}}$=0.5 , когда число постов РТР равно 6, 7 и 8. Видно, что при уменьшении порогового значения относительной базы и увеличении числа постов РТР уменьшается среднее значение СКО определения координат и его вариации в диапазоне изменения углового положения разведывательного БЛА.

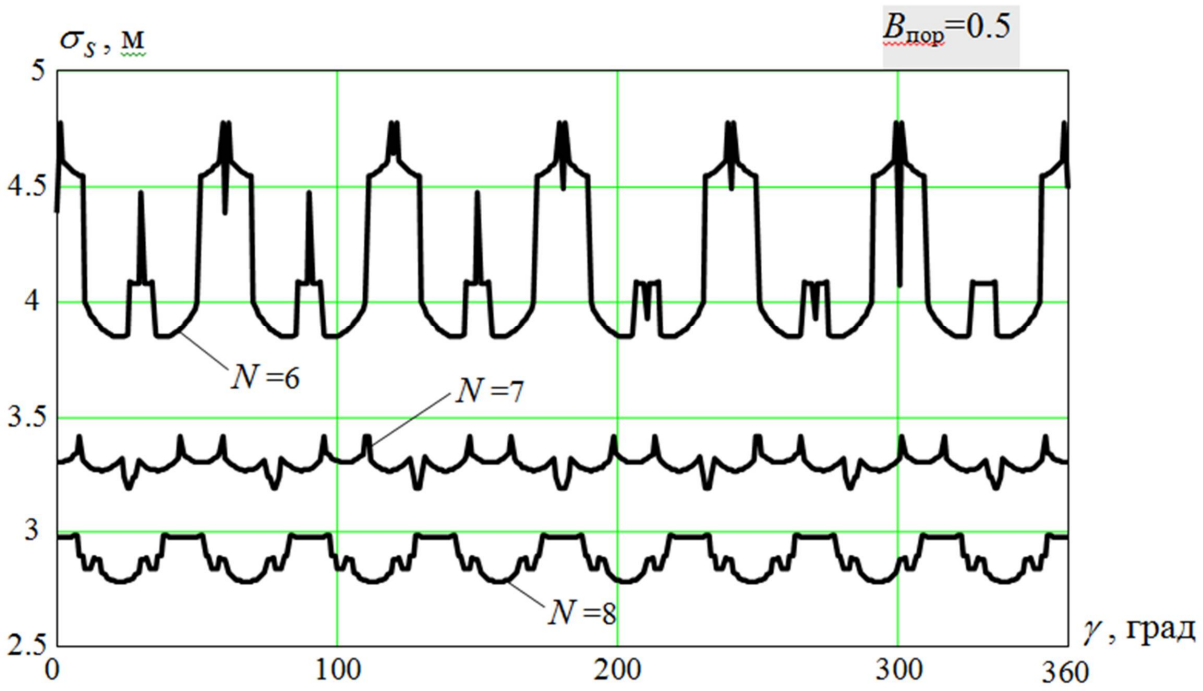



Рис.3. Результаты расчетов $\sigma_s$ от $\gamma$ при $B_{пор}$ =0.5 , когда число постов РТР равно 6, 7 и 8.

Рассчитаем средние значения СКО ошибок определения координат БЛА в диапазоне углов $\gamma$ в соответствии с выражением:

$$\bar{\sigma}_S = \frac{1}{360}\sum_{\gamma=0}^{359}\sigma_S(\gamma)\,. \qquad (6)$$

Результаты исследования влияния порогового значения относительной базы $B_{пор}$ на среднее значение СКО ошибок определения координат разведывательного БЛА при различных значениях числа постов РТР представлены на рисунке 4, $D$=10 км; $H$=1 км; $\theta$=40 град; $\sigma_{\alpha,\beta}$=0,01 град. Видно, что уменьшение порогового значения $B_{пор}$ до 0,35 при оптимизации пространственной конфигурации постов РТР позволит снизить СКО ошибок определения координат разведывательного БЛА на 1 метр. Это объясняется увеличением количества пеленгационных пар. Оптимальное пороговое значение относительной базы для трех постов РТР составляет 0,36, для четырех – 0,35, для пяти – 0,34.

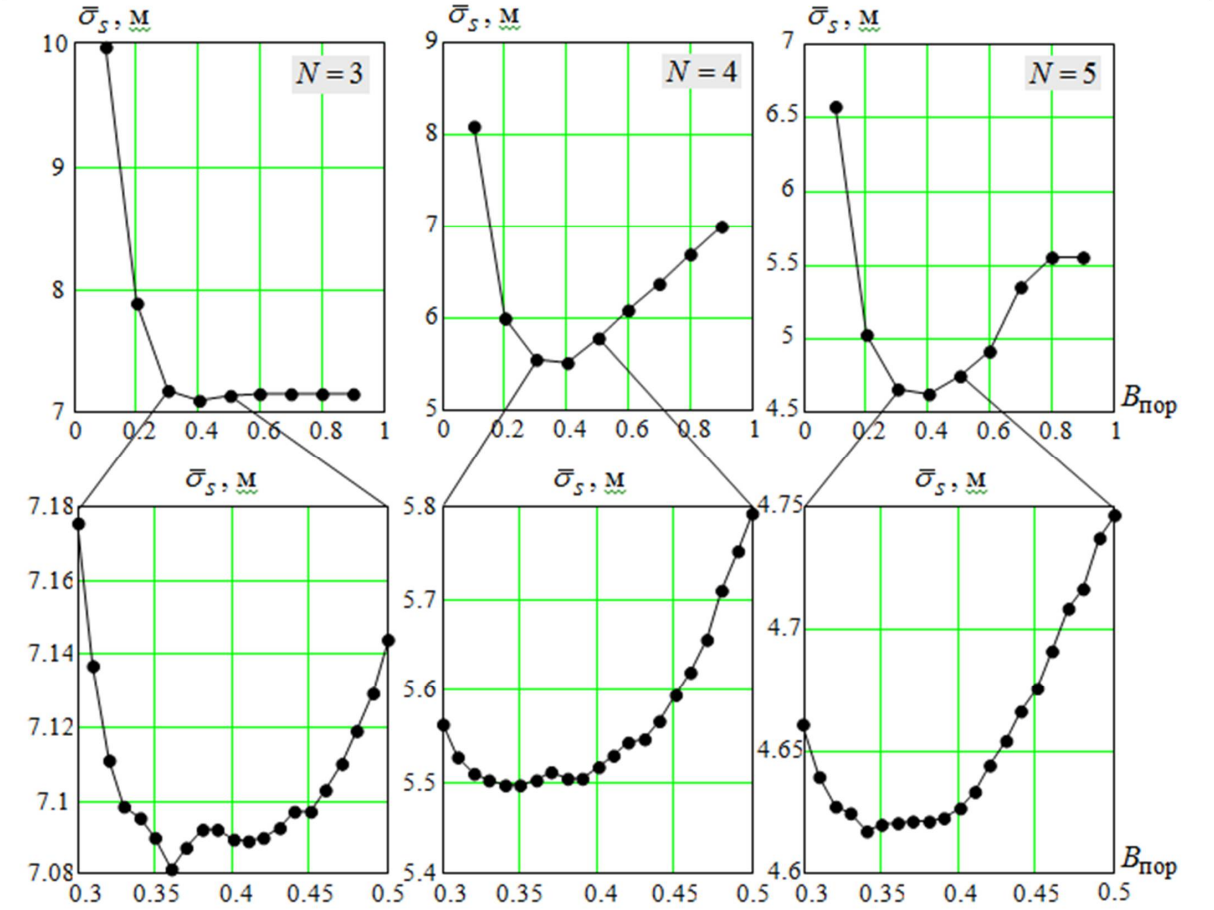



Рис.4. Зависимости СКО ошибок определения координат разведывательного БЛА от порогового значения относительной базы $B_{пор}$ при различных значениях числа постов РТР при $D$=10 км; $H$=1 км; $\theta$=40 град; $\sigma_{\alpha,\beta}$=0,01 град.

Анализ полученных результатов при $\theta$=60 град показывает, что при увеличении ширины диаграммы направленности РЛС разведывательного БЛА максимально возможная база пеленгования увеличивается, что приводит к снижению оптимального порогового значения относительной базы до 0,3 и суммарного СКО ошибок определения координат БЛА. Оптимизация порогового значения относительной базы пеленгования при формировании пространственной конфигурации постов РТР позволяется снизить суммарное СКО ошибок определения координат БЛА (например, для 4-х постов РТР СКО снижается с 4,5 м до 3,5 м).

На рисунке 5 представлены зависимости средних значений СКО ошибок определения координат от числа постов РТР при их оптимальной конфигурации, рассчитанные для различных значений СКО ошибок определения угловых координат $\sigma_{\alpha,\beta}$ и дальности $D$ при $B_{\text{пор}}^{\text{опт}} = 0.35$ $H$=1 км; $\theta$ =40 град. Анализ графиков рисунка 5 показывает, что при высокой точности пеленгования ($\sigma_{\alpha,\beta}$=0,01 град) средние значение СКО ошибок определения координат БЛА при увеличении количества постов РТР и оптимизации их пространственной конфигурации изменяется незначительно. Так, на дальности 10 км $\bar{\sigma}_S$ составит 3,2…7,1 м, на дальности 5 км – 1,6…3,6 м, на дальности 2

км – 0,6…1,4 м. Если точность пеленгования снижается в 10 раз ($\sigma_{\alpha,\beta}$=0,1 град), то увеличение числа постов РТР в 3 раза (с трех до девяти) обеспечит уменьшение средних значений СКО определения координат в 2 раза (с 71 м до 32 м, с 35 м до 16 м и с 14 м до 6 м на дальностях 10 км, 5 км и 2 км соответственно).

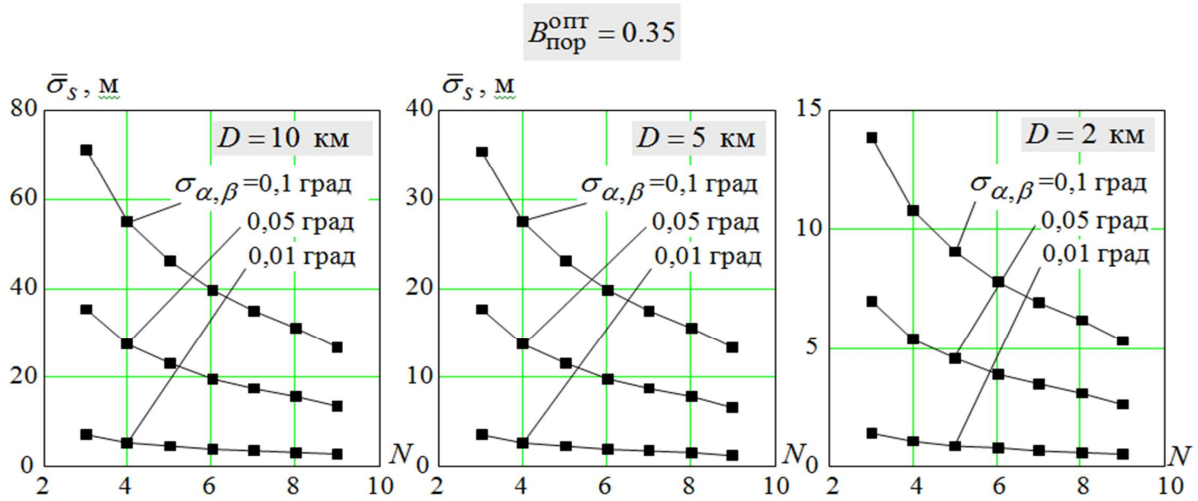



Рис. 5. Зависимости средних значений СКО ошибок определения координат от числа постов РТР при их оптимальной конфигурации, рассчитанные для различных значений СКО ошибок определения угловых координат $\sigma_{\alpha,\beta}$ и дальности $D$ при $B_{\text{пор}}^{\text{опт}} = 0.35$, $H$=1 км; $\theta$=40 град.

Из графиков рисунка 5 видно, что оптимизация пространственной конфигурации постов РТР позволит уменьшить СКО ошибок определения координат БЛА на 2…10 метров в зависимости от дальности (15…20 %) при $\sigma_{\alpha,\beta}$=0,1 град. В этом случае подсистема РТР из девяти постов позволит обеспечить определение координат БЛА с СКО ошибок 25 метров на дальности 10 км, 13 метров – на дальности 5 км и 5 метров – на дальности 2 км. Повышение точности пеленгования постами РТР в десять раз ($\sigma_{\alpha,\beta}$=0,01 град) обеспечивает СКО ошибок определения координат БЛА на дальности 10 км – 2,7 м; 5 км – 1,3 м; 2 км – 0,5 м.

## 4. Заключение

Таким образом, на основе полученных аналитических выражений для расчета суммарного СКО ошибок определения координат разведывательного БЛА с малогабаритной РЛС разработана методика формирования оптимальной пространственной конфигурации постов РТР при произвольном расположении разведывательного БЛА. Методика базируется на процедуре вычисления баз пеленгования каждой пары постов РТР с последующим их нормированием относительно максимального значения базы пеленгования для фиксированного углового

положения БЛА. Далее формируется оптимальная пространственная конфигурация постов РТР при их круговом, равноудаленном друг от друга расположении на основе определения номеров пар постов РТР с нормированной базой не менее заданного порогового значения. Оптимальные пороговые значения относительной базы рассчитаны численным методом по критерию минимума среднего значения СКО ошибок определения координат БЛА в диапазоне изменения его углового положения от 0 до 360 град.

Показано, что оптимальное пороговое значение относительной базы при оптимизации пространственной конфигурации постов РТР составляет 0,3…0,35. При этом обеспечивается снижение СКО определения координат БЛА на 15…20 %. Установлено, что при высокой точности пеленгования девятью постами РТР обеспечивается СКО ошибок определения координат БЛА 0,5…2,7 м на дальностях 2…10 км.

**Литература**


1. Антипенский Р.В. Проблемные вопросы и пути их разрешения при создании комплексов радиоэлектронного подавления перспективных бортовых радиолокационных станций на основе использования сигналоподобных помех.// Вестник ВУНЦ ВВС ВВА 2017, № 3(30). – С. 43-48.
2. Антипенский Р.В., Козирацкий Ю.Л. Оценка точности воспроизведения сигналов с линейной частотной модуляцией.// Радиотехника, 2009, № 23. - С. 15 - 19.
3. Антипенский Р.В., Козирацкий Ю.Л. Методика оценки точности формирования сигналоподобных помех бортовым радиолокационным станциям.// Журнал СФУ. Техника и технологии: 2017, 10 (4). - С. 475 – 483.
4. Антипенский Р.В., Катруша А.Н. Методика оценки длительности ЛЧМ-радиоимпульса при цифровой обработке зондирующего сигнала бортовых РЛС.// Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017, №4. - С. 18-21.
5. Антипенский Р.В., Катруша А.Н. Сравнительная оценка точности цифровых способов определения длительности зондирующих сигналов бортовых РЛС.// Информационно-измерительные и управляющие системы, 2018, № 4. - С .46-53.
6. Дубыкин В.П. и др. Моделирование М-позиционной пассивной разностно-дальномерной системы обнаружения сигналов и измерения координат источников радиоизлучения.// Вестник Воронежского государственного технического университета 2013, Т.9, № 6-1. - С. 44-47.
7. Поздняков Е.К. Методы определения координат в многопозиционных пассивных комплексах с использованием избыточной информации. Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук. Институт прикладной математики и механики НАНУ, Киев, 2015. - 184 с.
8. Антипенский Р.В., Донцов А.А., Козирацкий Ю.Л., Назаров Е.Е. Методика оценки погрешностей определения координат носителя бортовой РЛС пространственно-распределенной системой РТР.// Радиотехника, 2018, № 34. - С. 30-33.
9. Антипенский Р.В., Донцов А.А., Назаров Е.Е. Обоснование требований к пространственно-распределенной системе РТР бортовых РЛС с произвольным количеством постов и их структурой. Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. М: МИРЭА, 2018, ч.3. - С. 709 – 713.

## REFERENCES


1. Antipensky R.V. Problematic issues and ways of resolvment in the process of creating electronic suppression systems for advanced airborne radar stations based on the signal-like interference.// MESCAF Bulletin 2017, № 3(30). – Pp. 43-48.
2. Antipensky R.V., Koziratsky Y.L. Accuracy evaluation of linear frequency modulation signals.// Radiotechnics, 2009, № 23. - Pp. 15 - 19.
3. Antipensky R.V. Koziratsky Y.L. Accuracy evaluation method of signal-like interference formation for onboard radar stations.// SPhU Magazine. Equipment and technologies: 2017, 10 (4). - Pp. 475 – 483.
4. Antipensky R.V., Katrusha A.N. Method for estimating the duration of the LPM radio pulse during digital processing of the probing signal of on-Board radars.// Information-measuring and control systems. 2017, №4. - Pp. 18-21.
5. Antipensky R.V., Katrusha A.N. Comparative evaluation of the accuracy of digital methods for determining the duration of probing signals of onboard radars.// Information-measuring and control systems., 2018, № 4. - Pp .46-53.
6. Dubykin V.P. and others. Simulation of an M-position passive difference-range measuring system for detecting signals and measuring the coordinates of radio emission sources.// VSTU Bulletin 2013, Vol.9, № 6-1. - Pp. 44-47.
7. Pozdniakov E.K. Methods for determining coordinates in multi-position passive complexes using redundant information. The dissertation on competition of a scientific degree candidate of technical Sciences. Institute of applied mathematics and mechanics NANU, Kiev, 2015. - 184 p.
8. Antipensky R.V.., Dontsov A.A., Koziratsky Y.L., Nazarov E.E. Method of estimation of errors in determining the coordinates of the carrier on-Board radar spatially distributed system RTR.// Radiotechnics, 2018, № 34. - Pp. 30-33.
9. Antipensky R.V., Dontsov A.A., Nazarov E.E. Justification of requirements for a spatially distributed RTR system of onboard radars with an arbitrary number of posts and their structure. Fundamental problems of radio-electronic instrumentation. M: MIREA, 2018, Vol.3. - Pp. 709 – 713.

# МЕТОДИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЭКСПЕРТИЗЫ И КОРРЕКТИРОВКИ ПОТРЕБНОСТЕЙ В ОРБИТАХ И ПОЛОСАХ ЧАСТОТ ДЛЯ РАЗРАБАТЫВАЕМЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

С. Н. Яньшин

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

**Аннотация.** Представлена совокупность методик экспертизы и корректировки потребностей в орбитах и полосах частот для разрабатываемых спутниковых систем с учетом обеспечения их электромагнитной совместимости с действующей орбитальной группировкой.

**Ключевые слова:** спутниковая система, орбитально-частотный ресурс, международно-правовая защита, частотное присвоение, электромагнитная совместимость.

# METHODOLOGICAL SOLUTION OF THE TASKS OF EXAMINATION AND ADJUSTMENT OF NEEDS IN ORBITS AND FREQUENCY BANDS FOR DEVELOPED SATELLITE SYSTEMS

S.N. Ianshin

Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovskiu and Y. A. Gagarin (VUNC VVS «VVA»), Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** A set of techniques for examining and adjusting the requirements for orbits and frequency bands for the developed satellite systems is presented taking into account ensuring their electromagnetic compatibility with the current orbital constellation.

**Keywords:** satellite system, orbital frequency resource, international legal protection, frequency assignment, electromagnetic compatibility.

## 1. Введение

Совокупная потребность (СП) Российской Федерации в орбитах, точках (участках) стояния искусственных спутников Земли (ИСЗ), полосах радиочастот для спутниковых систем – это документ, который определяет потребности нашего государства в орбитально-частотном ресурсе (ОЧР) для действующих и перспективных отечественных спутниковых систем (СС) (сетей). По своему содержанию данный документ отражает состояние и перспективы использования орбитально-частотного ресурса спутниковыми системами нашей страны на 10-15 летний период. Он также призван регламентировать отдельные правовые, технические и организационные вопросы использования ОЧР, обеспечения международно-правовой защиты (МПЗ) СС России.

Сводная потребность является основой для проведения работ по:

– выбору на этапе разработки и выделения для РЭС отечественных СС полос частот и орбитальных позиций с учетом требований Регламента радиосвязи [1] и данных о существующих и планируемых отечественных СС;

– заявлению и регистрации в Международном союзе электросвязи (МСЭ) частотных присвоений (ЧП) РЭС СС Российской Федерации;

– координации ЧП отечественным и зарубежным космическим и Земным станциям СС и участию в переговорном процессе с администрациями связи иногосударств.

Создание СП включает два основных этапа:

а) этап подготовки заявок на использование ОЧР министерствами, ведомствами, организациями – заказчиками СС исходя из реальных планов (программ) развития существующих и создания новых систем в ближайшие 5-10 лет;

б) этап анализа потребностей ведомств и непосредственного формирования самой СП.

На этапе подготовки заявок формируются потребности (заявки) на требуемые орбиты, точки (участки) стояния ИСЗ и полосы частот. При этом должна оцениваться возможность обеспечения ЭМС заявляемых РЭС с РЭС действующей орбитальной группировки, частотные присвоения которых заявлены или зарегистрированы в МСЭ.

Формально этап анализа потребностей ведомств и формирования СП должен включать экспертизу заявленных потребностей, прежде всего, на предмет возможности их удовлетворения, а также, при необходимости, их корректировку.

В настоящее время решение этих задач осуществляется, как правило, с помощью эвристических процедур, экспертных методов. Причинами этого являются:

– несовершенство (отсутствие) формализованных методов экспертизы потребностей ведомств в ОЧР, а также сравнительной оценки предпочтительности альтернативных вариантов СП;

– ограниченность информации о ТТХ перспективных спутниковых систем, представляемых ведомствами в заявляемых потребностях.

Существующие нормативные документы не содержат указаний на то, с помощью каких методов или методик должна проводиться экспертиза заявляемых потребностей в ОЧР. Отсутствуют также публикации по методам решения рассматриваемой задачи в периодической научно-технической литературе. Не определены принципы, технология, критерии принятия соответствующих решений.

Несовершенство информационного и методического обеспечения экспертизы потребностей ведомств в ОЧР, важность Совокупной потребности с точки зрения обеспечения нормального функционирования отечественных спутниковых систем определяют необходимость разработки формализованных методов ее формирования. Целью настоящего доклада является разработка методического подхода к решению этой проблемы.

## 2. Методики экспертизы и корректировки потребностей в орбитах и полосах частот для разрабатываемых спутниковых систем

Содержательная постановка задачи экспертизы потребностей может быть сформулирована следующим образом.

Заданы ТТХ действующих и перспективных СС.

Требуется оценить возможность удовлетворения заявленных потребностей перспективных СС (ПСС) в орбитах и полосах частот с учетом обеспечения их ЭМС с действующими системами (ДСС).

При проведении экспертизы потребностей предлагается использовать метод, основанный на определении имеющихся резервов радиочастотного спектра (РЧС) для перспективных отечественных СС в планируемом для их работы участке ОЧР и сравнении выявленных резервов с потребностями в спектре. Поиск резервных и занятых участков осуществляется посредством применения методики оценки загрузки ОЧР [2]. В основу методики положено зондирование возможности использования орбитально-частотного ресурса экспертируемым РЭС по условиям его ЭМС с действующими РЭС.

При определении резервной или загруженной части ОЧР предлагается использовать следующие показатели :

– отношение сигнал/помеха на входе приемного устройства РЭС СС – объекта воздействия помех (ОВП) $q_{вх}$;

– приращение эквивалентной шумовой температуры приемного устройства РЭС СС - ОВП $\Delta T_{ш}$.

Первый из показателей целесообразно применять при определении резервов ОЧР для экспертируемых СС по отношению к действующим отечественным системам, так как для приемников отечественных СС в большинстве случаев известно защитное отношение сигнал/помеха $q_{защ}$. Второй показатель предлагается использовать в случаях отсутствия информации о защитных отношениях РЭС СС – ОВП, что, как правило, имеет место в отношении зарубежных СС.

Резервные участки ОЧР для очередной перспективной СС предлагается определять последовательно по отношению к действующим отечественным СС, передатчикам зарубежных систем, приемникам зарубежных СС. Такое рассмотрение в случае дефицита орбитально-частотного ресурса позволит установить причину, по которой потребности в ОЧР перспективной системы не могут быть удовлетворены. Графическая форма представления резервных и загруженных участков РЧС для каждого из указанных случаев в пределах заданных полосы частот [$f_{min}$ ; $f_{max}$] и дуги орбиты [$\alpha_{min}$ ; $\alpha_{max}$] приведена на рисунке 1. Темным цветом отмечены области орбитально-частотного ресурса, которые не могут использоваться перспективной СС по условиям обеспечения ЭМС с соответствующими действующими системами. На рисунке показаны потребности в частотах рассматриваемой системы в полосе [$f_{min}$ ; $f_{max}$] – ($\Delta f_{потр}$). Штриховкой обозначены участки ОЧР, которые доступны для использования экспертируемой СС, но которых недостаточно для удовлетворения потребностей системы в частотах в рассматриваемом участке ОЧР ([$f_{min}$ ; $f_{max}$], [$\alpha_{min}$ ; $\alpha_{max}$]) (резервные участки спектра меньше величины $\Delta f_{потр}$). И, наконец, белым цветом обозначены участки орбитально-частотного ресурса, в которых могут быть удовлетворены потребности рассматриваемой новой СС в частотах по условиям обеспечения ЭМС с действующими системами (резервные участки спектра при заданном положении ее космической станции на геостационарной орбите равны или превышают величину $\Delta f_{потр}$).

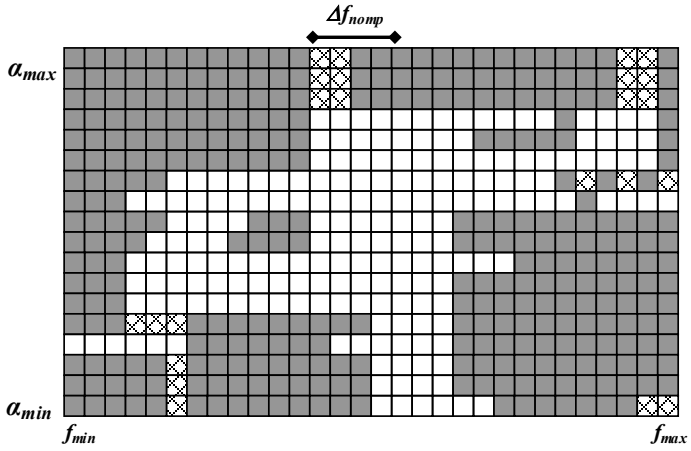



Рис. 1. Иллюстрация определения резервов ОЧР, доступного для использования новой СС по условиям ЭМС с действующими СС

Положительное решение о возможности удовлетворения потребностей в ОЧР рассматриваемой перспективной СС может быть принято если один и тот же участок ОЧР является резервным по отношению как к действующим отечественным СС, так и передатчикам и приемникам зарубежных систем и по оси частот превышает ее потребности в спектре.

В случае отсутствия либо недостаточности резервов ОЧР разработчику (заказчику) экспертируемой СС может быть предложена корректировка заявляемых параметров, которая заключается:

1) в корректировке заявленных энергетических характеристик;

2) в поиске альтернативных участков ОЧР.

Важной задачей корректировки потребностей в орбитах и полосах частот для спутниковых систем при подготовке Совокупной потребности (далее для краткости будет использоваться выражение «корректировка Совокупной потребности») является обеспечение орбитально-частотным ресурсом максимального количества включенных в нее перспективных СС (при соблюдении их ЭМС с действующими СС и между собой).

Содержательная постановка задачи корректировки Совокупной потребности потребности может быть сформулирована следующим образом.

Заданы:

– множество перспективных СС;

– потребности в ОЧР для каждой перспективной СС;

– резервы ОЧР для каждой перспективной СС;

– полосы частот в пределах заявленных диапазонов, в которых невозможна совместная работа перспективных СС по условиям ЭМС.

Требуется: сформировать орбитально-частотный план для множества перспективных СС, оптимальный с позиции удовлетворения орбитально-частотным ресурсом максимального количества перспективных СС при соблюдении их ЭМС с действующими системами и между собой.

При корректировке Сводной потребности предлагается использовать:

показатель – число перспективных систем, размещенных в экспертируемом диапазоне $\left|\{ N_q \}\right|$, $q = \overline{1,Q}, Q \le I$ $(\{ N_q \} \subseteq \{ N_i \})$;

критерий – максимум числа перспективных систем, размещенных в экспертируемом диапазоне $\left|\{ N_q \}\right| \to max$.

Оценка достаточности резервов ОЧР для перспективных СС осуществляется посредством корректировки матрицы, описывающей загрузку ОЧР $\left\| f_{mp} \right\|_i$, в зависимости от требуемого перспективным СС частотного ресурса *{Δfi}*. Корректировка осуществляется по следующему правилу:

$$\forall\ N_i\ \exists\ p' : \sum_m f^i_{mp'} < \beta_i \cdot \Delta f_i \Rightarrow \forall\ m\ f^i_{mp'} := 0,$$

имеющему следующий физический смысл – для каждой перспективной (*i*-ой) СС исключаются из дальнейшего рассмотрения орбитальные позиции, при размещении на которых космической станции (КС) выявленного ресурса не достаточно для удовлетворения потребностей СС в спектре (обнуляются элементы соответствующих строк матрицы $\left\| f_{mp} \right\|_i$).

Коэффициент $\beta_i$ учитывает возможность (при нехватке резервов ОЧР) сокращения (по согласованию с Разработчиком СС) требующегося частотного ресурса при последующем выборе полос частот перспективным СС. На начальном этапе $\beta_i$ =1.

Формализация радиоэлектронной обстановки (РЭО), создаваемой перспективными СС, осуществляется с использованием методов, основанных на использовании теории графов, которые получили широкое применение в практике решения задач частотного планирования [3,4]. Эти методы предполагают, что РЭС, которым присваиваются частоты, представляются в виде вершин графа взаимовлияния РЭС, а ограничения на использование частот задаются в виде матрицы частотных условий обеспечения ЭМС. Граф взаимовлияния формируется исходя из заданного размещения РЭС и установленных частотных ограничений. В общем случае данный граф формируется в виде функционально взвешенного ориентированного мультиграфа: РЭС соответствуют вершинам, рёбрами представлены ограничения на назначения частот. Поскольку частотные ограничения могут носить несимметричный характер, то ребра являются направленными и каждая пара вершин может быть соединена ребрами с различными весами (функциями, определяющими частотные ограничения).

В случае формализованного представления РЭО в задаче корректировки потребностей вершинам мультиграфа будут соответствовать перспективные СС, ребрами будут соединены потенциально несовместимые системы, весами ребер будут служить величины полос перекрытия потенциально несовместимых *i*-ой и *j*-ой СС $\Delta F_{ij}$, а индивидуальный доступ вершин к доступному ОЧР будет регламентироваться матрицами $\left\| f_{mp} \right\|_i$ (рис. 2).

Формализовано сформированный мультиграф (рис. 2) может быть представлен в виде *G(X,U)*, где *X* – множество вершин графа, *U* – множество ребер графа. При этом $X \equiv \{ N_i \}$; $x_i \Leftrightarrow \left\| f_{mp} \right\|_i$; $U = \left\{ u_{ij} : u_{ij} \in U \Leftrightarrow v_{ij} \neq 0 \right\}$; $V(u_{ij}) = \Delta F_{ij}$, где *V* – вес ребра.

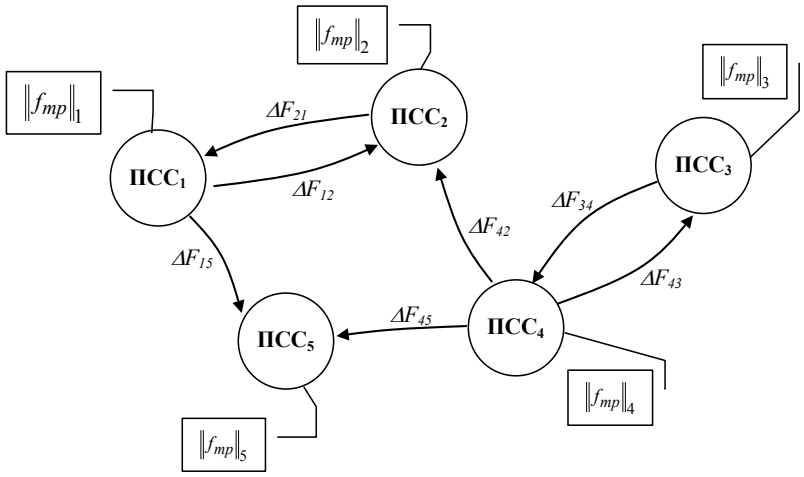



Рис. 2. Мультиграф взаимовлияния перспективных СС

С учетом этой специфики задача корректировки Совокупной потребности может быть определена как задача числовой маркировки вершин функционально взвешенного ориентированного мультиграфа [4] с регламентированным доступом вершин к выделенному ресурсу, которая может быть сформулирована следующим образом: вершинам необходимо поставить в соответствие полосы рабочих частот так, чтобы для каждой пары вершин были исключены запрещённые по условиям ЭМС перекрытия полос, использованы только доступные для этих вершин частоты и при этом общее количество маркированных вершин было максимальным.

В качестве выходных результатов используются:

1. Для перспективных СС, которым в результате корректировки были удовлетворены потребности в орбитах и полосах частот:

частотно-орбитальный план *{$\alpha_p$;$\Delta F_p$}*, приемлемый с позиции ЭМС, помехозащищенности и МПЗ.

2. Для перспективных СС, которым в результате корректировки были частично удовлетворены потребности в орбитах и полосах частот:

– информация о полноте удовлетворения СС в частотном ресурсе Θ, %;

– частотно-орбитальный план *{$\alpha_p$;$\Delta F_p$}*, приемлемый с позиции помехозащищенности и МПЗ.

3. Для перспективных СС, по которым в результате экспертизы и корректировки был сделан вывод о невозможности их работы как в заявленных, так и в альтернативных участках ОЧР, дается соответствующее заключение.

## 3. Заключение

Таким образом, в настоящем докладе предложено методическое обеспечение, позволяющее повысить обоснованность принятия решений по экспертизе и

корректировке потребностей в орбитах, точках (участках) стояния ИСЗ, полосах радиочастот для разрабатываемых спутниковых систем.

## Литература

1. Регламент радиосвязи. – Женева: Международный союз электросвязи, 2020.
2. Ковтунова И.Г., Цветков С.А. Якименко В.С. Методика оценки загрузки радиочастотного спектра радиоэлектронными средствами спутниковых систем. // Радиотехника (журнал в журнале), 2000, № 7.
3. Хэйл У.К. Присвоение частот: теория и приложения // ТИИЭР, 1980, №2.
4. Соловьев В.В. Методы оптимального присвоения частот. М.: НПФ Гейзер, 2000.

## References

1. Radio Regulations. - Geneva: International Telecommunication Union, 2020.
2. Kovtunova I.G., Tsvetkov S.A. Yakimenko V.S. Methodology for assessing the loading of the radio frequency spectrum by electronic means of satellite systems. // Radio engineering (magazine in the journal), 2000, No. 7.
3. Hale W.K. Frequency assignment: theory and applications // TIIER, 1980, No. 2.
4. Soloviev V.V. Methods of optimal frequency assignment. M.: NPF Geyser, 2000.

# МЕТОДОЛОГИЯ СОЗДАНИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ АНАЛИЗА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ОБЪЕКТОВ НАЗЕМНОЙ КОСМИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ И КОСМИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ В ЧАСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

М. А. Егоров[1], С. Е. Потапов[2]

[1]Закрытое акционерное общество “Центр безопасности информации-сервис» (ЗАО «ЦБИ-сервис»), Королев, Россия
[2]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого в г. Серпухове (ФВА РВСН)

**Аннотация.** В настоявшее время создания программно-аппаратного комплекса для анализа электромагнитной совместимости (ЭМС) представляет собой научно-техническую задачу, требующую для своего решения как применения технических (в области радиотехники и радиосвязи), так и научных подходов, имеющихся на данный момент (в части обеспечения ЭМС радиоэлектронных средств (РЭС) космической техники).

**Ключевые слова:** электромагнитная совместимость; радиоэлектронное средство; программно-аппаратный комплекс; системами управления базами данных.

# METHODOLOGY OF CREATING A SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEX FOR ANALYSIS OF RADIO ELECTRONIC MEANS OF OBJECTS OF THE GROUND SPACE INFRASTRUCTURE AND SPACE COMPLEXES IN PART OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

M. A. Egorov[1], S. E. Potapov[2]

[1]CBI-S, Korolev, Russia
[2]Branch of the Military Academy of the Strategic Missile Forces named after Peter the Great in Serpukhov (BMA Strategic Missile Forces), Russia

**Abstract.** At the present time, the creation of a hardware-software complex for electromagnetic compatibility analysis (EMC) is a scientific and technical task that requires both technical (in the field of radio engineering and radio communications) and scientific approaches currently available (in terms of providing EMC of radio-electronic means (RES) of space technology).

**Keywords:** electromagnetic compatibility; electronic facility; hardware and software system; database management systems.

## 1. Введение

Проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) появилась с развитием радиоэлектронной техники и стала в современном мире в ряд с важнейшими проблемами эксплуатации радиоприёмных, радиопередающих и антенно-фидерных устройств различного назначения. Специалисты в области ЭМС, знающие принципы обеспечения ЭМС РЭЗ и использующий знания в практической деятельности, нуждаются в надежном программно-аппаратном комплексе (ПАК) способном оперативно, безошибочно, с учетом нормативной и другой технической документации провести анализ ЭМС РЭЗ различного назначения.

## 2. Структура программно-аппаратного комплекса

Известно, что подобные программно-аппаратные комплексы разработаны и успешно используются зарубежными компаниями для расчетов ЭМС, однако доступ к данным технологиям и использование их предоставляется проблематичным из-за санкций введенный по отношении к России. На данном этапе развития, сертифицированных ПАК, удовлетворяющих выше указанным требованиям, отсутствуют. Частные, разработанные на предприятиях программы по расчету и анализу ЭМС, а также базы данных (БД) к ним являются узконаправленными или слабо развитыми (имеющие небольшой набор функционала при эксплуатации).

Использование современных технологий по созданию ПАК с СУБД (системами управления базами данных), а также возможностью высокопроизводительных персональных вычислительных машин (ПЭВМ), позволит разработать ПАК для анализа ЭМС РЭС объектов НКИ и КК, а также открывает новые возможности для решения задачи ЭМС радиопередающих, радиоприемных и антенно-фидерных устройств.

ПАК предназначен для анализа ЭМС объектов космической инфраструктуры и космической техники, следующих видов:

- космических аппаратов (КА);
- разгонных блоков (РБ);
- ракет-носителей (РН);
- ракет космического назначения (РКН);
- космических головных частей (КГЧ);
- космических ракетных комплексов (КРК);
- объектов наземной космической инфраструктуры (НКИ);

Обобщенная схема функциональной структуры ПАК ЭМС изображена на Рис. 1.

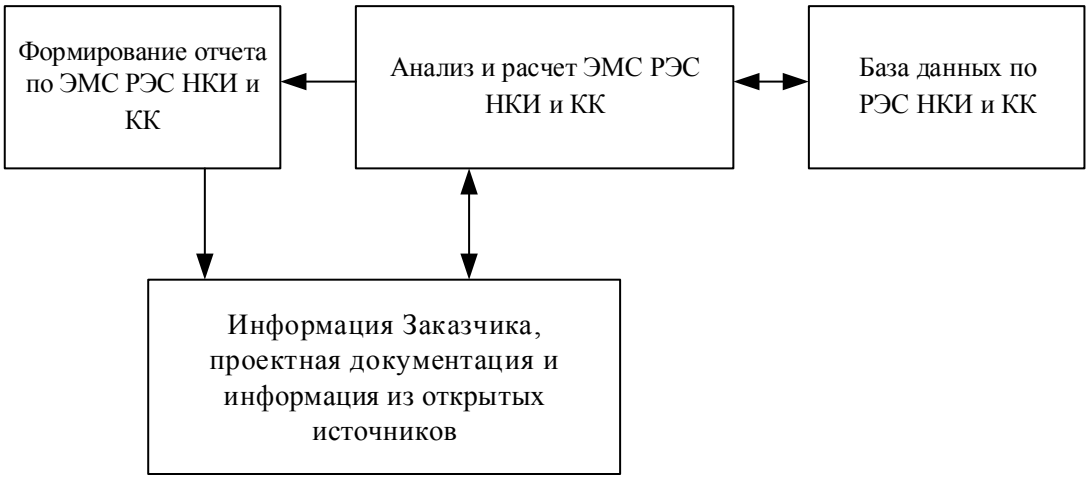



Рис. 1 Обобщенная схема функциональной структуры ПАК ЭМС

Выше указано строение ПАК ЭМС и основные функциональные связи между модулями. Информация по РЭС является основной исходной информацией для проведения необходимых расчетов. В случае ее недостаточности для проведения анализа ЭМС в полном объеме используется нормативная, проектная и другая документации, а также данные по РЭС, уже содержащиеся в базе данных.

Функциональная схема БД РЭС НКИ и КК ЭМС её структура с делением на этапы и указанием различных информационных связей с содержанием, представлена на рис. 2.

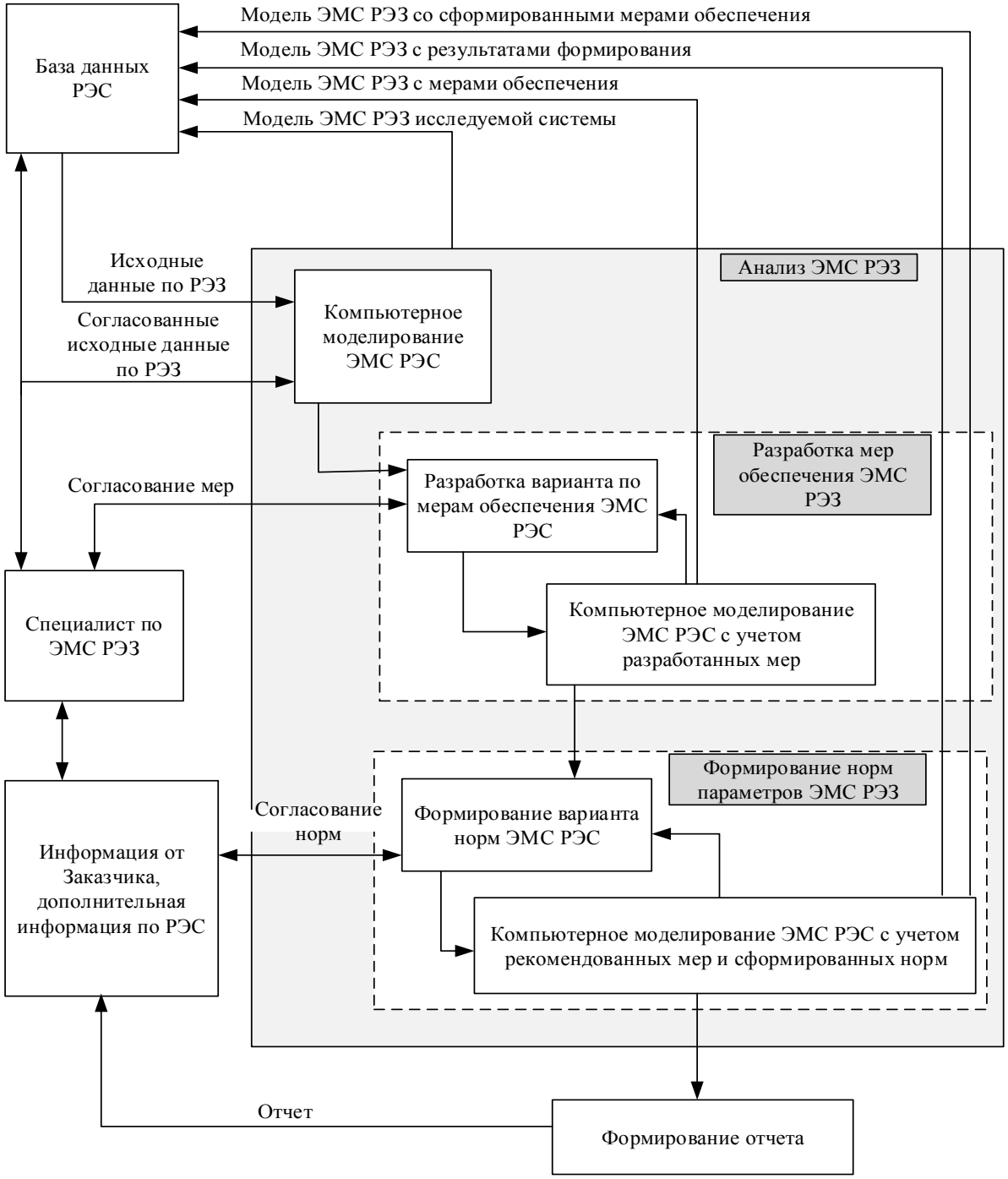



Рис. 2. Схема функциональной структуры ПАК РЭС объектов НКИ и КК в части ЭМС

Из схемы, указанной на рисунке 2 видно, что ПАК РЭС ЭМС объектов НКИ и КК состоит из следующих этапов:

– компьютерное моделирование ЭМС РЭС космической техники и объектов наземной космической инфраструктуры, а также проведение расчетов ЭМС;

- разработка (при необходимости) рекомендуемых мер обеспечения ЭМС РЭС объектов наземной космической инфраструктуры и космических комплексов и оценка их эффективности;
- формирование (при необходимости) норм и параметров ЭМС РЭС объектов наземной космической инфраструктуры и космических комплексов;
- компьютерное моделирование ЭМС РЭС объектов наземной космической инфраструктуры и космических комплексов с учетом рекомендуемых мер, и полученных норм;
- формирование отчета по результатам компьютерного моделирование ЭМС РЭС, отправка результата Заказчику.

В ПАК ЭМС с этой целью создаётся, система управления базами данных (СУБД), необходимые аппаратные средства, что вместе со специалистом в области ЭМС РЭС составляют информационную часть СУБД, которая позволяет вводить, обрабатывать, хранить и по необходимости извлекать исходные данные конкретных РЭС входящих в состав анализируемых объектов наземной космической инфраструктуры и космических комплексов.

## 3. Заключение

Из вышесказанного можно определить, что существует потребность в ПАК ЭМС с реализованным в нём современными компьютерными технологиями обеспечения анализа ЭМС объектов НКИ и КК, с одной стороны, и недостаток специальных программ по расчету и анализу ЭМС и отсутствие единого научного подхода к их созданию, отсутствие методик их применения в практике проведения анализа ЭМС РЭЗ, с другой стороны. Указанное противоречие и определяет актуальность разработки предложений по созданию и поддержанию ПАК для анализа РЭС объектов НКИ и КК в части ЭМС.

## Литература

1. Заездный А.М. Основы расчетов по статистической радиотехнике. - М.:Связь, 1969. - 447 с.
2. Кащеев Н.А. Радиотехнические средства управления космическими аппаратами. - М.: МИРЭА, 2005. - 202 с.
3. Князев А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. «Радио и связь», Москва, 1984.
4. Уайт Д.Р.Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. «Советское радио», Москва, 1977. Пер. с англ. Вып.1-3.

## References

1. Arrival A.M. Fundamentals of calculations in statistical radio engineering. - M.: Communication, 1969 .- 447 p.
2. Kashcheev N.A. Radio engineering controls for spacecraft. - M .: MIREA, 2005 .- 202 p.
3. Knyazev A.D. Elements of the theory and practice of ensuring electromagnetic compatibility of electronic equipment. «Radio and communications», Moscow, 1984.
4. White D.R.J. Electromagnetic compatibility of electronic equipment and unintentional interference. «Soviet Radio», Moscow, 1977. Trans. from English (1-3).

# ПОДХОД К ПОСТРОЕНИЮ СИСТЕМЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА СЕТЬ РАДИОСВЯЗИ С ПАКЕТНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ ПО УРОВНЯМ ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ОТКРЫТЫХ СИСТЕМ

И. Р. Муртазин, М. А. Коцыняк, О.С. Лаута, Э. А. Бударин, Э. Г. Ледовская
Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** В статье представлена поуровневая модель угроз для сети радиосвязи с пакетной передачей данных на основе эталонной модели взаимодействия открытых систем. Оценены возможности нарушителя (злоумышленника) по несанкционированному доступу в сеть и ведению недекларированных операций в сети. В качестве основных воздействий нарушителя рассмотрены радиосканирование, помеховоздействие и сетевое сканирование.

**Ключевые слова:** сеть радиосвязи, пакетная передача информации, эталонная модель взаимодействия открытых систем, воздействие.

# AN APPROACH TO BUILDING A SYSTEM OF INFORMATION IMPACT ON THE RADIO NETWORK WITH PACKET DATA TRANSMISSION ON THE LEVELS OF THE REFERENCE MODEL OF INTERACTION OF OPEN SYSTEMS

I. R. Murtazin, M.A. Kotsynyak, O.S. Lauta, E. A. Budarin, E. G. Ledovskaya

Military Academy of Communications (MAC), St. Petersburg, Russia

**Abstract.** The article presents a multi-level model of threats to the radio network with packet data transmission based on the reference model of interaction of open systems. Possibilities of the violator (malefactor) on unauthorized access to a network and conducting undeclared operations in a network are estimated. Radio scanning, interference and network scanning are considered as the main effects of the intruder.

**Keywords:** radio communication network, packet information transmission, reference model of open systems interaction, impact.

## 1. Введение

В последнее время в развитых городах, на крупных предприятиях промышленности и в отдельно взятых офисах и частных домах (квартирах) наметилась тенденция по пользованию цифровыми услугами, известными как «безопасный город», «умный дом» и другие, разработанные по определенным требованиям заказчиков. Однако управление и контроль услугами этих сервисов не всегда возможен в сетях с использованием типовых технологий типа Wi-Fi (WiMax) или сотовой связи (GSM), ввиду ограничения радиочастотного диапазона или других обстоятельств. Тогда при таких условиях вышеперечисленные сервисы будут управляться по цифровому радиоканалу. Анализируя развитие технологий передачи данных и цифровой радиосвязи, а так же широкое и повсеместное включение в сети радиосвязи аппаратуры обработки команд и сигналов, средств коммутации и персональных компьютеров, возникает угроза для предоставления всех видов услуг для законных пользователей сети и появляется необходимость рассмотрения этих угроз по уровням эталонной модели

взаимодействия открытых систем. К таким угрозам следует отнести такие как радиосканирование, помеховоздействие и сетевое сканирование.

## 2. Основная часть.

Рассмотрим воздействие нарушителя на каждый уровень эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС).

Физический уровень. Радиосканирование (РС) ведет устранение неопределенности о пространственных, частотных и поляризационных параметрах, определяет амплитудные, частотные и фазовые параметры сигналов, алгоритмы модуляции, идентификация протокола физического уровня. Помеховоздействие (ПВ) осуществляет подавление элемента сигнала путем создания оптимальной помехи в частотно-временном пространстве и с учетом значений фазовых параметров информационных элементов. Сетевое сканирование (СС) на данном уровне проводит анализ сетевого трафика[1].

Канальный уровень. РС производит идентификацию протоколов, выделение и обработку цифрового потока, определение параметров характеристики сети и ее иерархии; вскрытие цифрового потока; декодирование, дескремблирование, демультиплексирование цифрового потока; вскрытие частотно-временного ресурса сетей и его распределения. ПВ осуществляет создание структурной помехи, нарушая исправляющую способность кода; воздействие помех на аппаратуру; подавление системы синхронизации; оптимизацию структуры помехи на длине кодовой комбинации при различных уровнях неопределенности о кодовой структуре сигнала. СС реализует сканирование сети и ее уязвимостей[2-4].

Сетевой уровень. РС производит идентификацию протоколов, выделение и обработку данных и управляющей информации сетевого уровня; устранение неопределенности об экземпляре средства радиосвязи, параметрах сетевого соединения. ПВ производит подавление служебной управляющей информации; энергетическое подавление элементов (узлов) сети для блокирования, создания кольцевых, тупиковых маршрутов передачи информации; воздействие имитационных помех на средства управления сетью. СС реализует логическую подмену сервера; сканирование сети и её уязвимостей; сканирование протоколов передачи данных сети; логическое отключение абонентов; удалённое проникновение в критически важный информационный сегмент сети[5].

Транспортный уровень. РС имеет задачу по определению параметров интерфейса взаимодействия средств обмена и обработки данных; анализ интенсивности и длины пакетов при разработке и сборке сообщений, определение алгоритма управления средством радиосвязи. ПВ производит перегрузку средств обмена, с учетом дисциплины обслуживания; воздействие на алгоритм управления и протокольные блоки данных. ТКР осуществляет сканирование протоколов передачи данных сети; сканирование сети и её уязвимостей, перенаправление пакетов данных, подмен логических серверов[6].

Сеансовый уровень. РС производит идентификацию протокола, выделение и обработку служебных и абонентских сообщений. ПВ активно воздействует

энергетическим подавлением служебных и абонентских сообщений, нарушает служебный диалог между логическими объектами. СС осуществляет проведение кибератак таких как: ввод ложной информации, проникновение в специальные базы данных и размещение ложной информации; удалённый отказ в обслуживании; сканирование протоколов передачи данных сети; «спам»; логическое отключение абонентов.

Представительный уровень. РС осуществляет аналитический анализ установки согласованности между взаимодействующими процессами, вида представления данных, способа засекречивания информации. ПВ создает помехи с учетом принятого метода криптозащиты, а так же разрушает кадры. СС осуществляет проведение кибератак таких как: ввод ложной информации, проникновение в специальные базы данных и размещение ложной информации; удалённый отказ в обслуживании; сканирование протоколов передачи данных сети; «спам»; логическое отключение абонентов[7,8].

Прикладной уровень. РС осуществляет вскрытие форм и протоколов взаимодействия и управления файлами, а так же сетью в целом; определение доступности процессов (посылка запросов на соединение, синхронизация). ПВ реализует воздействие на данные прикладных процессов абонентов сети. СС осуществляет проведение кибератак таких как: ввод ложной информации, проникновение в специальные базы данных и размещение ложной информации; удалённый отказ в обслуживании; сканирование протоколов передачи данных сети; «спам»; логическое отключение абонентов.

## 3. Заключение

Разобрав по уровням ЭМВОС все возможные угрозы в функционировании радиосети с пакетной передачей данных, объективно вырисовываются уязвимые места, которые требуют повышения защиты конфиденциальности, повышения помехоустойчивости и защищенности от несанкционированного доступа к сети и ее элементам и проведения недекларированных операций в сети.

## Литература

1. Муртазин И.Р., Коцыняк М.А., Бесков А.В., Лаута О.С., Мамай А.В. // Архитектура сети подвижной радиосвязи на основе эталонной модели взаимодействия открытых систем. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова: в 6-ти томах. Воронежский государственный университет, АО "Концерн "Созвездие". 2019. С. 173-182.
2. Коцыняк М.А., Муртазин И.Р. // Кибернетическая устойчивость MESH сетей. Книга, 2018. Нейрокомпьютеры и их применение XVI Всероссийская научная конференция: тезисы докладов. – С. 102-103.
3. Лаута О.С., Нечепуренко А.П., Муртазин И.Р., Суетин А.И. // Модели интеллектуальных воздействий. Сборник, 2017. Информационная безопасность регионов России. – С. 144-145.
4. Муртазин И.Р., Коцыняк М.А., Мамай А.В., Васюков Д.Ю.// Организация устойчивой сети беспроводной передачи данных. Сборник трудов XVII Всероссийская научная конференция «Нейрокомпьютеры и их применение» Москва 2019, стр. 129-130.

5. Муртазин И.Р., Мамай А.В., Коцыняк М.А., Васюков Д.Ю. // Организация устойчивой сети беспроводной передачи данных. В книге: Нейрокомпьютеры и их применение XVII Всероссийская научная конференция. Тезисы докладов. 2019. С. 129-130.
6. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Муртазин И.Р. // Методика кибернетической устойчивости в условиях воздействия таргетированных кибернетических атак. Сборник научных статей в 4 томах, 2018. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018). VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. – С. 343-346.
7. Коцыняк М.А., Муртазин И.Р.// Кибернетическая устойчивость mesh сетей. В книге: Нейрокомпьютеры и их применение. XVI Всероссийская научная конференция: тезисы докладов. 2018. С. 102-103.
8. Белякова Т.В., Бударин Э.А., Карасев И.В. // Системный подход к эффективному обеспечению безопасности управления роботизированных систем. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. В 6-ти томах. 2019. С. 40-44.

## REFERENCES

1. Murtazin I. R., Kotsynyak M. A., Beskov A.V., Lauta O. S., Mamay A.V. / / Architecture of the mobile radio network based on the reference model of interaction of open systems. In the collection: Radar, navigation, communication proceedings of the XXV International scientific and technical conference dedicated to the 160th anniversary of the birth of A. S. Popov: in 6 volumes. Voronezh state University, JSC "Concern "Constellation". 2019. Pp. 173-182.
2. Kotsynyak M. A., Murtazin I. R. / / Cybernetic stability of MESH networks. The book, 2018. Neurocomputers and their application XVI all-Russian scientific conference: abstracts. Pp. 102-103.
3. Lauta O. S., Nechepurenko A. P., Murtazin I. R., Suetin A. I. / / Models of intellectual influences. Collection, 2017. Information security of Russian regions. Pp. 144-145.
4. Murtazin I. R., Kozinak M. A., Mamai A.V., Vasyukov D. Y.// Organization robust network of wireless data transmission. Proceedings of the XVII all-Russian scientific conference "Neurocomputers and their application" Moscow 2019, pp. 129-130.
5. Murtazin I. R., Mamai A.V., Kozinak M. A., Vasyukov D. Y. // Organization robust network of wireless data transmission. In the book: Neurocomputers and their application XVII all-Russian scientific conference. Thesis of reports. 2019. Pp. 129-130.
6. Ivanov D. A., Kotsynyak M. A., Lauta O. S., Murtazin I. R. / / Methods of cybernetic stability under the influence of targeted cybernetic attacks. Collection of scientific articles in 4 volumes, 2018. Actual problems of infotelecommunications in science and education (APINO 2018). VII international scientific-technical and scientific-methodical conference. - Pp. 343-346.
7. Kotsynyak M. A., Murtazin I. R. / / Cybernetic stability of mesh networks. In the book: Neurocomputers and their applications. XVI all-Russian scientific conference: abstracts. 2018. Pp. 102-103.
8. Belyakova T. V., Budarin E. A., Karasev I. V. / / System approach to effective security management of robotic systems. In the collection: Radar, navigation, communication proceedings of the XXV International scientific and technical conference dedicated to the 160th anniversary of the birth of A. S. Popov. In 6 volumes. 2019. Pp. 40-44.

# ПРОБЛЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ НЕСАНКЦИОНИРОВАННО УСТАНОВЛЕННЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

А. В. Вершенник[1], В. В. Никитин[1], А. Е. Глазов[1]

[1]Военная академия связи им. С.М. Буденного (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** В статье рассматривается проблема обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных средств на абонентских линиях связи, которые могут быть использованы для выявления технических каналов утечки конфиденциальной информации, образованных с помощью несанкционированно установленных на абонентских линиях радиоэлектронных средств.

**Ключевые слова:** Технический канал утечки, электронное устройство, радиоэлектронное средство.

# THE PROBLEM OF DETECTION OF UNAUTHORIZED INSTALLED ELECTRONIC MEANS

A. V. Vershenik[1], V. V. Nikitin[1], A. E. Glazov[1]

[1]Military Academy of Communications named after S.M. Budyonny, St-Petersburg, Russia

**Abstract.** The article deals with the problem of detection of unauthorized installed electronic means on subscriber communication lines, which can be used to identify technical channels of leakage of confidential information formed by unauthorized installed on subscriber lines of electronic means.

**Keywords:** technical leakage channel, electronic device, radio-electronic means.

Современный этап развития Российского общества характеризуется существенным возрастанием роли и актуальности проблем обеспечения безопасности во всех сферах жизнедеятельности. Особенно показателен этот процесс для сферы информационной безопасности (ИБ), которая за последние десятилетия превратилась в мощный сегмент рыночной индустрии современных информационно-телекоммуникационных технологий.

В связи с тем, что информация является предметом собственности, неизбежно возникает проблема угрозы безопасности этой информации, заключающейся в неконтролируемом ее распространении, в хищении, несанкционированном уничтожении, искажении, блокировании доступа к информации. Следовательно, возникает проблема защиты информации (ЗИ) и ее носителей от несанкционированных воздействий, а также предотвращения других форм незаконного вмешательства в информационные ресурсы и информационные системы.

Одной из важнейших задач ЗИ от ее негласного добывания является контроль защищенности информации, целью которого является выявление потенциальных естественных и искусственных (созданных с помощью средств негласного съема информации) технических каналов утечки информации. Для перехвата телефонных разговоров наиболее часто используется электрический канал перехвата информации. Электрический канал перехвата информации, передаваемой по кабельным (проводным)

линиям связи, предполагает контактное подключение аппаратуры перехвата к кабельным линиям связи [1].

При этом подключение к абонентским линиям автоматических телефонных станций (АТС) несанкционированно установленных радиоэлектронных средств (НУРЭС) может осуществляться как параллельно, так и последовательно. Перехваченную с абонентской линии информации НУРЭС в большинстве случаев передают по радиоканалу. В качестве антенны может использоваться собственная антенна или абонентская линия.

Существуют различные способы защиты информации от утечки по техническим каналам [2 – 13], однако они обладают рядом недостатков, основным из которых является низкая достоверность обнаружения и идентификации НУРЭУ. При этом НУРЭУ может быть не обнаружено в случае совпадения частоты ее радиоизлучения и расписания работы с частотой излучения и расписанием работы санкционированно установленных на объекте электронных установок. Кроме того, в случае обнаружения на объекте радиоизлучения электронной установки неизвестного типа возникает неопределенность еще и относительно назначения указанной установки, т.к. зачастую применяется ограниченная совокупность признакового пространства, и не предусматривается учет данных о спектральных составляющих радиоизлучений санкционированно установленных радиоэлектронных установок и расписании их работы.

Таким образом, возникает необходимость разработки способов обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных средств на абонентских линиях связи при отсутствии предварительных данных о параметрах устройств.

Предлагаемый авторами способ реализован в двух вариантах.

Схема установки для мониторинга наличия (отсутствия) НУРЭС на абонентских линиях связи представлена на рисунке 1.

Блок-схема алгоритма, реализующая способ обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных средств на абонентских линиях связи представлена на рисунке 2.

К блоку питания автоматической телефонной станции (АТС) подключен генератор низкочастотного переменного синусоидального напряжения (рисунок 1) с частотой, не кратной напряжению питающей сети, с последующим наложением на питающее напряжение каждой абонентской линии этого сигнала с частотой и амплитудой, не выходящими за пределы требований документов, регламентирующих возможный диапазон изменения питающих напряжений, т.е. не влияющих на работоспособность абонентской линии и оконечных устройств.

В районе расположения АТС, установлен широкополосный сканирующий приёмник (рисунок 1) работающий в диапазонах частот, охватывающих потенциально возможный диапазон работы НУРЭС (УС 1 и УС 2), возможно подключенных к абонентским линиям.

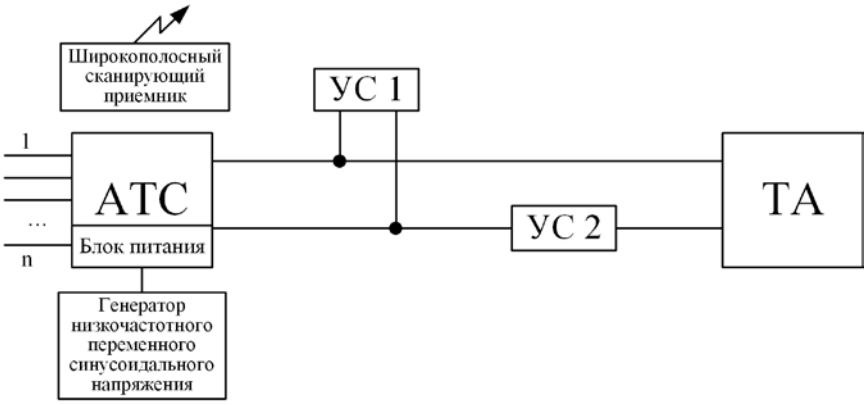



Рис. 1. Схема установки для мониторинга наличия (отсутствия) НУРЭС на абонентских линиях связи

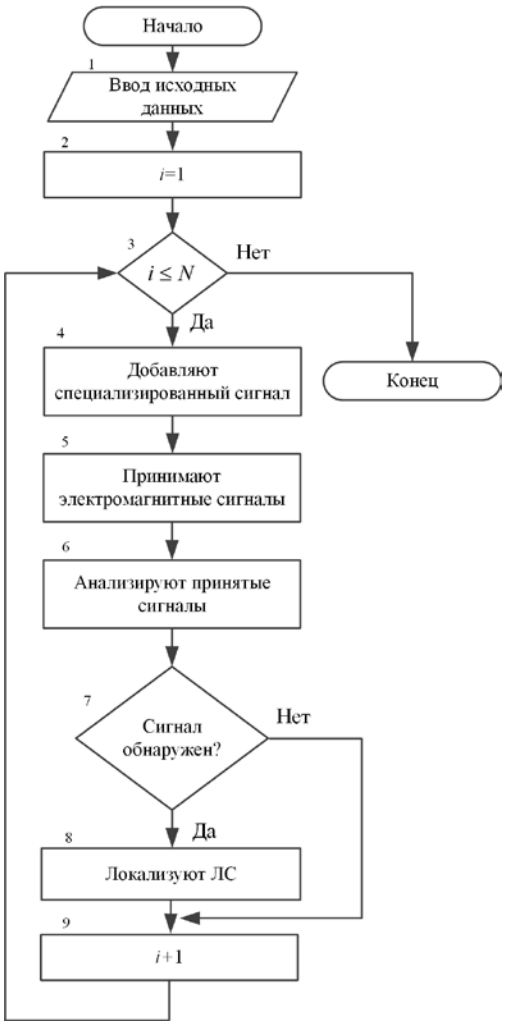



Рис. 2. Блок-схема алгоритма, реализующая способ обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных средств на абонентских линиях связи

В блоке 1 (рисунок 2) происходит ввод данных. Исходными данными являются:

потенциально возможный диапазон рабочих частот $\Delta F \in [F_{\min} \div F_{\max}]$ мГц, на которых могут работать НУРЭС, подключенные к абонентским линиям;

шаг перестройки широкополосного сканирующего устройства, достаточный для демодуляции широкополосных и узкополосных ФМ сигналов;

N – количество абонентских линий, подключенных к АТС.

В блоке 2 выбирают первую абонентскую линию, подключенную к АТС. Счетчику *i* присваивается значение 1.

В блоке 3 проверяют значение счетчика *i.*

В случае выполнения условия $i \le N$ (т.е. еще не все абонентские линии проверены) переходят к блоку 4.

В блоке 4 к абонентской линии подключают генератор переменного синусоидального напряжения и накладывают на постоянное напряжение питания абонентской линии специализированный сигнал с уникальной частотой и амплитудой, не выходящими за пределы требований документов, регламентирующих возможный диапазон изменения питающих напряжений, т.е. не влияющих на работоспособность абонентской линии и оконечных устройств.

В блоке 5 включают широкополосный сканирующий радиоприемник в режиме сканирования в заданном диапазоне частот. Принимают все электромагнитные сигналы в полосе частот заданной для мониторинга. Прием осуществляется до того момента, пока не будет полностью осуществлен анализ всего диапазона частот.

В блоке 6 анализируют характеристики принятых электромагнитных сигналов. Выявляют сигнал, включающий спектральные составляющие с частотой специализированного (наложенного) сигнала.

В случае, если сигнал обнаружен, локализуют абонентскую линию. Абонентская линия отключается от АТС до момента обнаружения и снятия НУРЭС. Далее счетчик *i* увеличивают на единицу и переходят к анализу следующей абонентской линии.

Таким образом, за счет искажения исходного состояния параметров излучения несанкционированно установленных на абонентской линии радиоэлектронных средств, приводящее к появлению демаскирующих признаков в структуре их электромагнитных сигналов, повышается вероятность их определения при заранее неизвестных исходных параметрах электромагнитных сигналов.

В статье предложен принципиально новый способ обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных средств на абонентских линиях связи при отсутствии предварительных данных о параметрах устройств. Новизна способа подтверждается полученным патентом РФ № 2621455 «Способ обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных средств на абонентских линиях связи» [14].

Разработанный способ может использоваться для выявления технических каналов утечки конфиденциальной информации, образованных с помощью несанкционированно установленных на абонентских линиях радиоэлектронных средств.

## Литература


1. Лобашев, А.К. Защита информации от утечек по техническим каналам. http://mascom-uc.ru/library/354/. 29.11.2019 г.
2. Иванов С.А., Иванов Н.А., Лапшин Б.А., Политыкин Р.В., Смирнов И.Ю Способ моделирования линии связи с распределенными параметрами. Патент на изобретение RUS 2583740 12.01.2015.
3. Стародубцев Ю.И., Акишин А.В. Экспериментальная методика и результаты обработки данных об электромагнитной обстановке в ультракоротковолновом диапазоне // Системы управления, связи и безопасности. 2018. С. 397-401.
4. Кирьянов А.В., Сухорукова Е.В., Закалкин П.В. Анализ сертифицированных программных антивирусных средств // Проблемы экономики и управления в торговле и промышленности. 2013. № 3. С. 92-95.
5. Беликова И.С., Закалкин П.В., Стародубцев Ю.И., Сухорукова Е.В. Способ обнаружения электронных устройств несанкционированно установленных в контролируемой зоне // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. 2016. № 5 (319). С. 150-156.
6. Закалкин П.В., Стародубцев П.Ю., Кругленко Е.В. Способ обнаружения несанкционированно установленных на предприятии электронных устройств // Проблемы экономики и управления в торговле и промышленности. 2014. № 2(6). С. 99 – 105.
7. Стародубцев Ю.И., Сухорукова Е.В., Корсунский А.С., Масленникова Т.Н., Вершенник А.В. Задача обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных устройств и способ ее решения // Автоматизация процессов управления. 2017. № 2 (48). С. 4-9.
8. Стародубцев Ю.И., Сухорукова Е.В., Яблоков Д.Ю. Способ повышения защищенности элементов территориально распределенных информационно-телекоммуникационных систем // Проблемы экономики и управления в торговле и промышленности. 2015. № 1 (9). С. 95-100.
9. Алисевич Е.А., Иванов Н.А., Иванов С.А., Краснов В.А., Стародубцев П.Ю., Стародубцев Ю.И. Способ защиты акустической речевой информации от сопутствующей передачи по оптическим линиям связи. Патент на изобретение RUS 2399071 28.10.2015.
10. Вершенник Е.В., Закалкин П.В., Куприянов Н.А., Стародубцев П.Ю. Способ обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных средств на абонентских линиях связи // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. 2017. № 5 (325). С. 156-162.
11. Вершенник Е.В., Иванов Н.А., Иванов С.А., Корнюшенко Р.А. Способ защиты речевой информации от утечки по волоконно-оптическим коммуникациям // Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право. 2019. № 2 (34). С. 137-140.
12. Закалкин П.В., Савченко Ю.Е., Стародубцев Ю.И., Сухорукова Е.В., Панкова Н.В Способ определения местоположения несанкционированно установленных на объекте электронных устройств. Патент на изобретение RUS 2558333 27.07.2015.
13. Акишин А.В., Бречко А.А., Стародубцев Ю.И. Экспериментальная методика и результаты оценки временной устойчивости уровня помех в ультракоротковолновом диапазоне до 2ГГц // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. 2018. С. 397-401.
14. Закалкин П.В., Куприянов Н.А., Стародубцев П.Ю., Стародубцев Ю.И., Сухорукова Е.В. Способ обнаружения несанкционированно установленных радиоэлектронных средств на абонентских линиях связи. Патент на изобретение RUS 2621455 06.06.2017.


## References


15. Lobashev, A.K. Protection of information from leaks through technical channels. http://mascom-uc.ru/library/354/. 29.11.2019.
16. Ivanov S.A., Ivanov N.A., Lapshin B.A., Politykin R.V., Smirnov I.Ju Method of simulating communication line with distributed parameters. Patent RUS 2583740 12.01.2015.

17. Starodubcev Ju.I., Akishin A.V. The Experimental Technique and Results of Data Processing about an Electromagnetic Situation on Very High Frequency // Sistem of control, Communication and security. 2018. P. 397-401.
18. Kir'janov A.V., Suhorukova E.V., Zakalkin P.V. Analysis of certified anti-virus software // Problems of Economics and management in trade and industry. 2013. № 3. P. 92-95.
19. Belikova I.S., Zakalkin P.V., Starodubcev Ju.I., Suhorukova E.V. Method of detection of electronic devices illegally installed in the controlled area // Fundamental and applied problems of engineering and technology. 2016. № 5 (319). P. 150-156.
20. Zakalkin P.V., Starodubcev P.Ju., Kruglenko E.V. Method of detection of unauthorized electronic devices installed in the enterprise // Problems of Economics and management in trade and industry 2014. № 2(6). P. 99 – 105.
21. Starodubcev Ju.I., Suhorukova E.V., Korsunskij A.S., Maslennikova T.N., Vershennik A.V. The problem of detection of unauthorized installed electronic devices and the method of its solution // automation of control processes. 2017. № 2 (48). P. 4-9.
22. Starodubcev Ju.I., Suhorukova E.V., Jablokov D.Ju. A method of increasing the security of elements of geographically distributed information and telecommunication systems // Problems of Economics and management in trade and industry. 2015. № 1 (9). P. 95-100.
23. Alisevich E.A., Ivanov N.A., Ivanov S.A., Krasnov V.A., Starodubcev P.Ju., Starodubcev Ju.I. Method for protection of speech information leakage through fiber optic communications. Patent RUS 2399071 28.10.2015.
24. Vershennik E.V., Zakalkin P.V., Kuprijanov N.A., Starodubcev P.Ju Method of detection of unauthorized installed radio-electronic means on subscriber communication lines // Fundamental and applied problems of engineering and technology. 2017. № 5 (325). P. 156-162.
25. Vershennik E.V., Ivanov N.A., Ivanov S.A., Kornjushenko R.A A method of protecting speech information from leakage through fiber-optic communications // Information technologies and systems: management, Economics, transport, law.. 2019. № 2 (34). P. 137-140.
26. Zakalkin P.V., Savchenko Ju.E., Starodubcev Ju.I., Suhorukova E.V., Pankova N.V Method of determining the location of unauthorized installed on the object of electronic devices. Patent RUS 2558333 27.07.2015.
27. Akishin A.V., Brechko A.A., Experimental methodology and results of evaluating the standby stability of the noise level in the ultrawave range up to 2 Ghz // In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference. 2018. P. 397-401.
28. Zakalkin P.V., Kuprijanov N.A., Starodubcev P.Ju., Starodubcev Ju.I., Suhorukova E.V. A method for detecting unauthorized radio electronic equipment installed on the subscriber communication lines. Patent RUS 2621455 06.06.2017.

# ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА НА ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА

Д.С. Сеимова[1], М.А. Ромащенко[1], С.Н. Рожненко[2]

[1]ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет» (ВГТУ), г. Воронеж, Россия
[2]АО ВЦКБ «Полюс», г. Воронеж, Россия

**Аннотация**. Целью данной работы является разработка программно-аппаратного комплекса оценки влияния электростатического разряда на электронные средства. Это позволит повысить эффективность методик тестирования электронных средств на устойчивость к электростатическим разрядам как на уровне компонентов, печатного модуля, так и на уровне системы в целом. Объектом исследований являются процессы воздействия электростатических разрядов на конструкции электронных средств, их элементную базу, а также методы повышения эффективности защиты от подобных нежелательных воздействий.

**Ключевые слова:** электростатический разряд (ЭСР); электронное средство (ЭС); программно-аппаратный комплекс; генератор электростатических разрядов; электромагнитная совместимость (ЭМС); печатная плата (ПП); печатный модуль; испытания; тестирование; повышение надежности.

# SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEX FOR EVALUATING THE EFFECT OF ELECTROSTATIC DISCHARGE ON ELECTRONIC DEVICES

D.S. Seimova[1], M.A. Romashchenko[1], S.N. Rozhenko[2]

[1]FGBOU VO "Voronezh State Technical University" (VSTU), Voronezh, Russia
[2]AO VTSKB "Polyus", Voronezh, Russia

**Abstract.** The purpose of this work is to develop a software and hardware complex for evaluating the effect of an electrostatic discharge on electronic devices. This will make it possible to increase the effectiveness of methods for testing electronic devices for resistance to electrostatic discharges both at the level of components, the printing module, and at the level of the system as a whole. The object of research is the processes of the impact of electrostatic discharges on the design of electronic devices, their element base, as well as methods for improving the effectiveness of protection against such undesirable effects.

**Keywords:** electrostatic discharge (ESD); electronic tool (ES); hardware and software system; electrostatic discharge generator; electromagnetic compatibility (EMS); printed circuit board (PP); printing module; tests; testing; increased reliability.

## 1. Электростатический разряд как одна из сфер электромагнитной совместимости

Настоящий шаблон предназначен для работы в MS Word, начиная с версий 97-2003 для ПК, и оформлен в соответствии с правилами для подготовки электронных версий докладов, утвержденными оргкомитетом XXIV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2018). Правила форматирования призваны обеспечить единообразие оформления материалов докладов, а также соответствие требованиям, которые облегчают производство печатной и конечной

электронной версии сборника трудов [4]. Размеры полей, межстрочный интервал и стили, предустановленные в настоящем документе, полностью удовлетворяют требованиям к оформлению доклада. Названия стилей указаны по всему документу курсивом в круглых скобках (например, Основной текст).

## 2. Основные подходы к оценке устойчивости электронных средств на воздействие ЭСР

Существуют некоторые специальные структуры, такие как сетки, используемые в фотолитографии, которые, как известно, подвержены воздействию поля ЭСР между близко расположенными проводниками. Считается, что более распространенные типы электростатического воздействия, такие как печатные платы и электронные компоненты, вряд ли будут повреждены только электростатическим полям. Повреждение может произойти, если особо чувствительный к ЭСР компонент контактирует с другим проводником при разности напряжений, вызванной электростатическими полями, что приводит к возникновению электростатического разряда.

Различными исследователями был проведен анализ воздействия ЭСР для предотвращения отказов на компонентном уровне, когда перегрев или превышение напряжения вызывают серьезный сбой или значительное ухудшение работы всей цепи. Надежность интегральных микросхем во время воздействия ЭСР на уровне компонентов не очень хорошо коррелирует с надёжностью во время ЭСР на системном уровне, где добавляется напряжение на вход системы, в которую встроена схема. На системном уровне напряжение электростатического разряда создает больший ток в цепь включения питания с другой формой волны [3]. В состоянии включения интегральная схема также будет видеть мягкие ошибки. Мягкая ошибка - это отклонение от предполагаемого рабочего состояния схемы из-за электростатического разряда. Мягкие ошибки могут стать причиной неисправности или перезагрузки системы. Механизм запуска для мягкой ошибки трудно различить из-за сложности системы, охватывающей весь чип и плату. Мягкие ошибки могут возникать из-за колебаний напряжения питания, шумовой связи между узлами и / или нежелательного электростатического поля.

Проведение тестирования на системную устойчивость к электростатическим разрядам во время проектирования и производства электронных средств, предоставляет возможность заранее предусмотреть различные варианты работы электронного оборудования под воздействием электростатического разряда и в случае, если устройство не пройдет тестирование, разработчик сможет произвести доработку и внести конструктивные изменения до вывода устройства на массовый рынок. Форма волны разряда должна иметь определенные параметры, которые должны быть определены до фактического испытания с помощью калибровочной установки.

Для формирования разряда с требуемыми параметрами и проведения тестов обычно используется генератор, который подает импульсы на тестируемое оборудование через разряд при непосредственном контакте с проверяемым объектом или же через косвенный контакт, когда разряд проходит через воздушный промежуток. Метод тестирования определяется исходя из уровня взаимодействия с техническим средством ввиду прямых

и непрямых электростатических разрядов между человеком и частью оборудования. Контактный метод обычно применяется к металлическим элементам конструкции, доступным для человека во время нормального функционирования и использования технического средства, а косвенные разряды (воздушный метод тестирования) оказывают воздействие на соединительные элементы. Метод контактного разряда является преимущественным, а воздушный используется только для изолированных покрытий и выводов коннекторов с пластмассовой оболочкой. В контактном режиме форма выходной волны пропорциональна зарядовому напряжению, поэтому генератор ЭСР можно рассматривать как линейную систему как во временной, так и в частотной области. Эти модели различаются по используемому программному обеспечению, верхним частотным пределам и использованию конкретной коммерческой модели генератора ЭСР [4]. Однако численное моделирование воздушного разряда является более сложным из-за сильно нелинейного поведения дуги. При применении метода воздушного электростатического разряда испытания проводят со всеми степенями жесткости, приведенными в таблице 1, включая заданную степень жесткости. При применении метода контактного электростатического разряда испытания проводят с заданной степенью жесткости, если только иное не установлено техническими комитетами по стандартизации, разрабатывающими стандарты на продукцию.

Таблица 1. Степень жесткости испытаний и значения испытательного напряжения для каждого вида разрядов

| Контактный разряд | | Воздушный разряд | |
|---|---|---|---|
| Степень жесткости | Испытательное напряжение, кВ | Степень жесткости | Испытательное напряжение, кВ |
| 1 | 2 | 1 | 2 |
| 2 | 4 | 2 | 4 |
| 3 | 6 | 3 | 8 |
| 4 | 8 | 4 | 15 |
| X* | Специальное | X* | Специальное |
| * X – открытая степень жесткости испытаний. Испытательное напряжение должно быть указано в технической документации на ТС конкретного вида. Если установлено более высокое испытательное напряжение, чем указано для степеней жесткости, необходимо использовать специальное испытательное оборудование. | | | |

Тестирование осуществляется в соответствии со спецификацией IEC61000-4-2 Международной электротехнической комиссии (МЭК) [5]. Модель человеческого тела, которая воссоздает разряд от человека к заземленному устройству, и модель заряженного устройства, которая воссоздает разряд от заряженного устройства к другому проводящему объекту с более низким электростатическим потенциалом, наиболее распространенные и широко используемые модели для проведения тестов ЭСР. Эти тесты обычно выполняются с использованием тестеров электростатического разряда, которые подают высоковольтные импульсы на различные точки испытуемого объекта (ИО). Традиционный подход к тестированию осуществляется следующим образом: тестируемый объект (ПП) помещается над металлической плитой, которая является

заземлением, над испытуемым объектом фиксируется головка высоковольтного разрядника, затем испытуемый объект подключается к ПК через специальный кабель, по которому происходит считывание показаний в момент тестирования.

Поскольку частое проведение реальных испытаний на ЭСР на уровне системы является дорогостоящим и длительным процессом, важно разработать эффективный способ анализа связи ЭСР с тестируемым устройством при моделировании цепи или устройства в целом, а также методы защиты устройства от электростатического разряда.

## 3. Предлагаемый программно-аппаратный комплекс

Методы анализа воздействия электростатических разрядов можно разделить на три ветви: аналитическое моделирование, моделирование цепи в симуляторе типа SPICE и полное моделирование с использованием различных коммерческих инструментов (генераторов электростатического разряда), основанных на различных численных методах, таких как метод конечных элементов, метод конечных разностей во временной области и метод конечных интегрирований [6]. В данной работе предлагается использование разработанного программно-аппаратного комплекса для оценки влияния электростатического разряда на электронные средства, который содержит в себе сразу все методы анализа воздействия ЭСР. Кроме того, в конструкции испытательного генератора предусмотрены защитные механизмы, предотвращающие создание непреднамеренных излучаемых или кондуктивных электромагнитных помех импульсного или непрерывного характера с тем, чтобы паразитные эффекты не оказывали влияния на испытуемое или вспомогательное оборудование. Простота использования такого программно-аппаратного комплекса делает тестирование электронных средств быстрым, с полным сокращением необходимых вычислительных операций по сравнению с существующими в настоящее время аналогами. Характеристики предлагаемого устройства представлены в таблице 2.

Таблица 2. Характеристики программно-аппаратного комплекса для оценки влияния электростатического разряда на электронные средства

| | |
|---|---|
| Мин. шаг позиционирования разрядника, мм | 1 |
| Диапазон напряжений, кВ | 3 - 35 |
| Рабочая область, мм | 400×400×200 |
| Скорость тестирования, точек/мин | 60 |
| Экспертная система рекомендаций | есть |
| Модульное ПО | есть |

В настоящее время предложена сравнительно простая и эффективная схема устройства формирования электростатического разряда с микроконтроллерным управлением, входящего в состав программно-аппаратного комплекса. Разработанное устройство может быть использовано в качестве универсального источника создания ЭСР и построения на его основе перспективного автоматизированного тестера-ЭСР. На рисунке 1 представлена концептуальная структура программно-аппаратного комплекса для оценки влияния электростатического разряда на электронные средства.

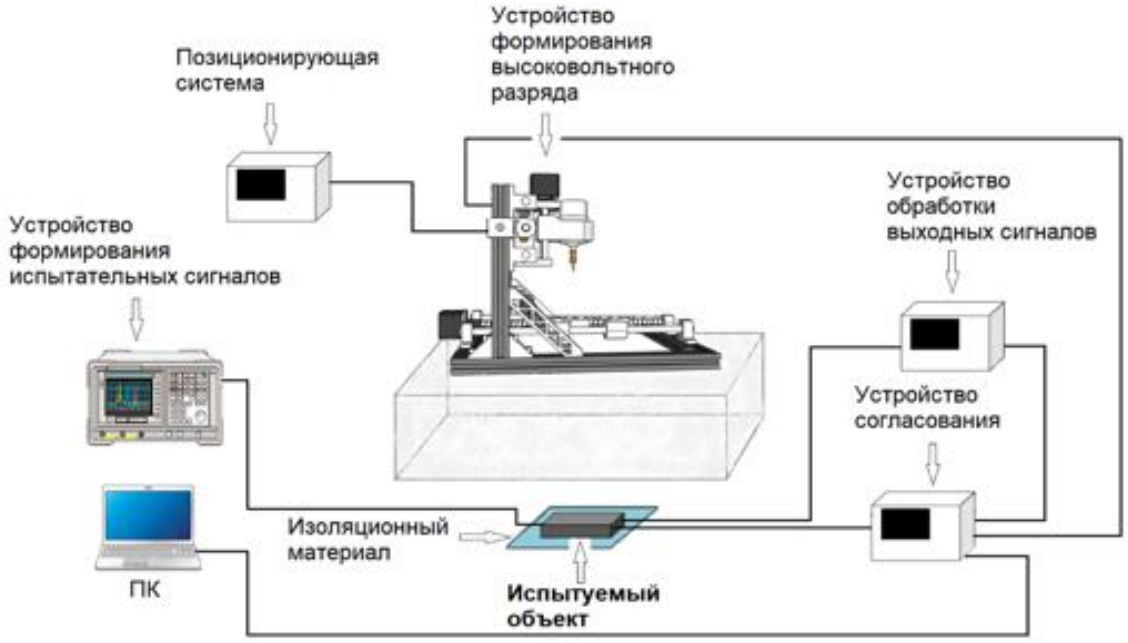



Рис. 1. Структурная схема программно-аппаратного комплекса для оценки влияния электростатического разряда на электронные средства

Разработанное устройство воспроизводит разряд от 1 до 35 кВ со временем нарастания импульса до 1 нс. Форма импульса разрядного тока приведена на рисунке 2.

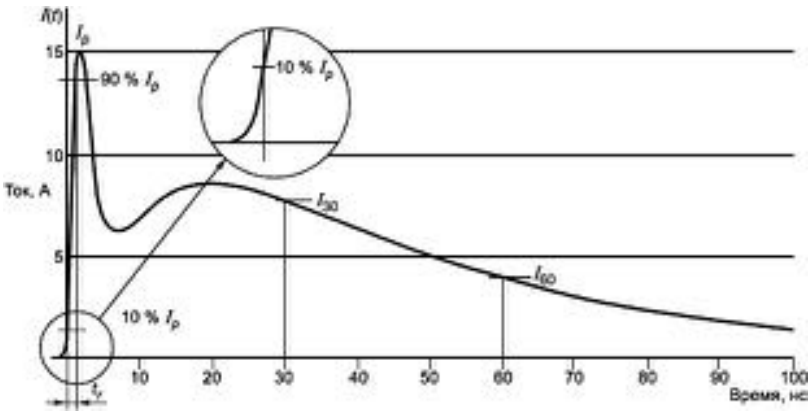



Рис. 2. Форма разрядного тока испытательного генератора (контактный разряд, испытательное напряжение 4 кВ)

Одной из особенностей предлагаемого программно-аппаратного комплекса является автоматическая корректировка нарушения пропорциональности между величинами напряжения и разрядного тока при увеличении показателей напряжения, в результате:

- влияния разряда через длинную дугу при высоких напряжениях, что приводит к увеличению времени нарастания импульса разрядного тока и уменьшению пропорциональности более высоких спектральных компонентов разрядного тока напряжению перед разрядом;

- влияния процесса развития разрядного тока через небольшие емкости при высоких значениях напряжения, если объем заряда будет оставаться постоянным для типичных случаев генерации заряда.

Программно-аппаратный комплекс включает в себя следующие функциональные узлы:

- автоматизированная позиционирующая система представляет собой устройство, которое последовательно перемещает разрядник с заданным шагом вдоль координатных осей в непосредственной близости от тестируемого объекта и в каждой узловой точке снимаются необходимые параметры. Изменяя шаг сетки можно настраивать требуемое соотношение скорость/точность измерения;

- устройство формирования испытательных сигналов создает образцовые сигналы, подающиеся на вход испытуемого объекта для проверки его функционирования без воздействия электростатического разряда и под воздействием электростатического разряда;

- устройство обработки выходных сигналов фиксирует форму и параметры выходных сигналов с испытуемого объекта и оценивает их отклонение от нормальных в результате воздействия электростатического разряда. Результаты отправляются на ПК для дальнейшей обработки специализированным программным модулем;

- согласующее устройство предназначено для согласования всех функциональных узлов программно-аппаратного комплекса и передачи данных на ПК для обработки в программном комплексе;

- ПК в данном оборудовании используется для мониторинга всех показателей тестирования, их графического представления, а также для выявления уязвимых мест с точки зрения воздействия ЭСР. Помимо этого, возможен автоматизированный запуск устройства формирования электростатического разряда.

- устройство формирования электростатического разряда с микроконтроллерным управлением является неотъемлемой частью программно-аппаратного комплекса. Оно запрограммированного на подачу импульсов с требуемыми параметрами на тестируемое оборудование, позволяет моделировать разряд и проводить анализ воздействия ЭСР на исследуемый объект.

Метод тестирования в предлагаемом программно-аппаратном комплексе определяется алгоритмом программного обеспечения исходя из уровня взаимодействия с техническим средством, ввиду прямых и непрямых электростатических разрядов. При помощи программного обеспечения возможно также производить измерения воздействия

электростатического разряда как контактным, так и воздушным методом путем переключения режимов. Расчет оценки сопротивления электронных устройств и оборудования к электростатическим разрядам производится для конкретной точки. Кроме того, при помощи программного обеспечения программно-аппаратного комплекса будет способно устанавливать не только основные выходные параметры электростатического разряда, но также и вторичные, такие как скачок напряжения, зависимость времени нарастания импульса, входное напряжение устройства и насыщение тока.

## 4. Заключение

Программно-аппаратный комплекс предназначен для повышения эффективности тестирования электронных средств и приборов на устойчивость к электростатическому разряду и идентификации уязвимых мест с точки зрения воздействия электростатических разрядов. Подобное устройство может быть использовано разработчиками при проведении предсертификационных испытаний, диагностики, тестирования электронных устройств и приборов на выполнение требований по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС) и помехоустойчивости.

## Литература


1. Ромащенко М.А., Сеимова Д.С. Основные принципы проведения исследований влияния электростатических разрядов на элементную базу // Радиотехника, 2019, Т. 83, № 6 (8) - С. 133-137.
2. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р 53734.5.3-2013 (МЭК 61340-5-3:2010), Москва, 2017.
3. Ромащенко М.А., Сеимова Д.С. Современное состояние CAD/CAE-систем для анализа электромагнитной совместимости в задачах оптимального проектирования конструкций радиоэлектронных средств // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2019, Т. 15, № 1 - С. 73-77.
4. Ромащенко М.А., Сеимова Д.С., Рожненко С.Н. Принципы защиты печатных модулей электронных средств от электростатического разряда на этапах производства и тестирования // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2019, Т. 15, № 6 - С. 83-88.
5. Библиографическая ссылка. ГОСТ 30804.4.2-2013 (IEC 61000-4-2:2008), Москва, 2014
6. Кечиев Л.Н., Пожидаев Е.Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. М.: Изд. дом «Технологии», 2005. - С. 265-291.


## References


1. Romashchenko M. A., Seimova D. S. Basic principles of conducting research on the effect of electrostatic discharges on the element base // Radio engineering, 2019, Vol. 83, No. 6 (8) - Pp.133-137.
2. Bibliographic reference. GOST R 53734.5.3-2013 (IEC 61340-5-3: 2010), Moscow, 2017
3. Romashchenko M. A., Seimova D. S. Current state of CAD / CAE systems for electromagnetic compatibility analysis in problems of optimal design of radio-electronic equipment structures // Bulletin of the Voronezh state technical University, 2019, Vol. 15, No. 1 - Pp. 73-77.
4. Romashchenko M. A., Seimova D. S., Rozhnenko S. N. Principles of protection of printed modules of electronic means from electrostatic discharge at the stages of production and testing // Bulletin of the Voronezh state technical University, 2019, Vol. 15, No. 6 - Pp. 83-88.
5. Bibliographic reference. GOST 30804.4.2-2013 (IEC 61000-4-2: 2008), Moscow, 2014
6. Kechiev L. N., Pozhidaev E. D. Protection of electronic devices from static electricity. M: Ed. house "Technologies", 2005. - Pp. 265-291.

# ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ТЕСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ НА ВОЗДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

Д.В. Васильченко[1], А. Л. Неклюдов[1], М. А. Ромащенко[1]

1 ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе представлено описание программно-аппаратного комплекса для проведения тестирования электронных устройств на воздействие электромагнитных помех. Данный комплекс, состоящий из модулятора сигналов, аналогово-цифрового преобразователя, персонального компьютера со специализированным программным обеспечением и тестирующей установки, позволяет проводить комплексное тестирование электронных средств на воздействие электромагнитных помех как в процессе проектирования, так и на этапе изготовления действующих прототипов.

**Ключевые слова:** Электромагнитная совместимость; электромагнитное излучение; электромагнитные помехи; проектирование электронных средств; конструирование приборов; сертификация; испытания; тестирование; сокращение издержек; повышение качества.

# SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEX OF TESTING ELECTRONIC MEANS ON THE INFLUENCE OF ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE

D.V. Vasilchenko[1], A.L. Neklyudov[1], M.A. Romashchenko[1]

[1]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract.** The paper presents a description of the hardware-software complex for testing electronic devices for electromagnetic interference. This complex, which consists of a signal modulator, an analog-to-digital converter, a personal computer with specialized software, and a testing installation, allows complex testing of electronic devices for electromagnetic interference both during the design process and during the production of existing prototypes.

**Keywords:** electromagnetic compatibility; electromagnetic radiation; electromagnetic interference; electronic design; instrument design; certification tests; testing; cost reduction; quality improvement.

## 1. Обоснование использования установки

ГОСТ Р 50397-2011 определяет электромагнитную совместимость (ЭМС) технических средств как их способность функционировать с заданным качеством в заданной электромагнитной обстановке, при этом не создавая недопустимых электромагнитных помех другим техническим средствам. При этом под техническим средством данный ГОСТ подразумевает любое электротехническое, электронное или радиоэлектронное изделие, а также любое изделие, содержащее электрические и/или электронные составные части. Таким образом, все вышеуказанные технические средства должны разрабатываться с учетом соответствующих требований в части обеспечения электромагнитной совместимости и проходить обязательную сертификацию по этому параметру. Программно-аппаратный комплекс тестирования электронных средств на

воздействие ЭМП, является одним из типов тестирующего оборудования, используемого для решения подобных задач в процессе их разработки. В отличие от широко известных безэховых и полу-безэховых камер, с применением обширного набора измерительного и излучающего оборудования, позволяющих смоделировать электромагнитно обстановку вокруг устройства на достаточно большом удалении от него, программно-аппаратный комплекс позволяет моделировать электромагнитные помехи в непосредственной близости от испытуемого изделия. Такая конфигурация наводимого поля позволяет более точно оценить поведение устройства под его воздействием, поскольку всё подаваемое излучение попадает на испытуемый образец, а также изменение угла с малым шагом даёт понимание о конкретной поляризации попадающих на испытуемое изделие волн.

## 2. Описание установки

Структурная схема устройства программно-аппаратного комплекса тестирования электронных средств на воздействие электромагнитных помех представлена на рисунке 1.

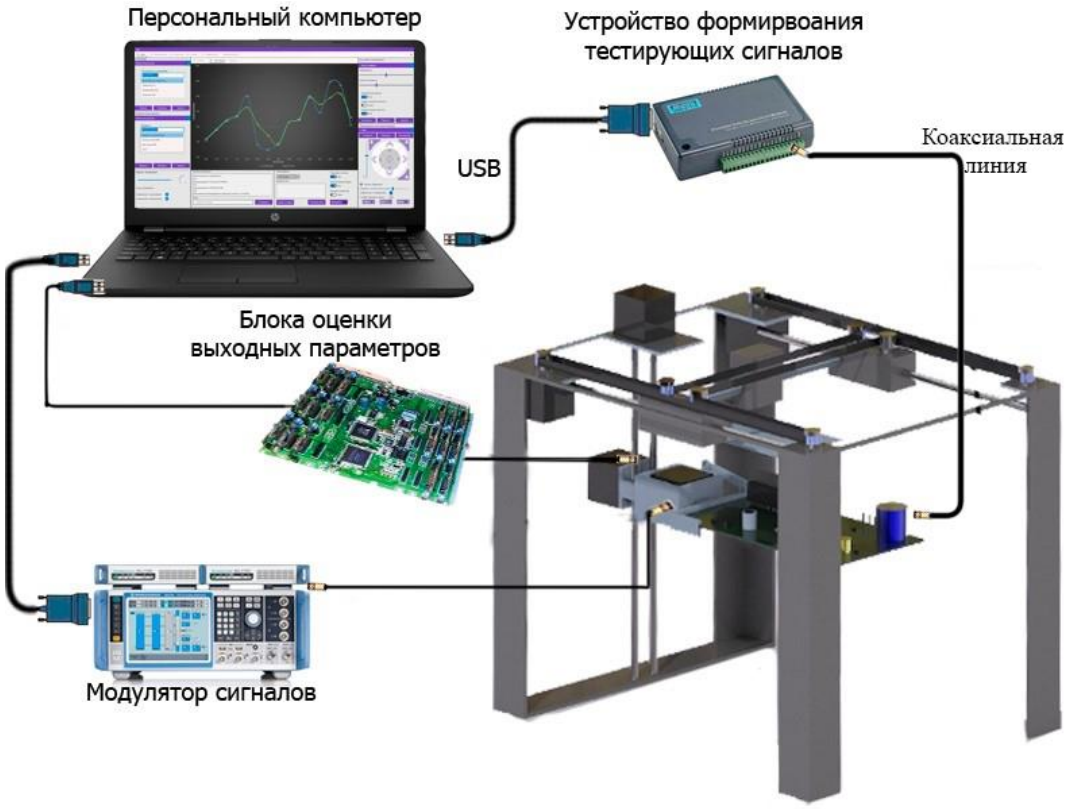



Рис. 1. Программно-аппаратный комплекс тестирования электронных средств на воздействие ЭМП.

Разработанный комплекс включает в себя следующие подсистемы:

- Тестирующая установка;
- ПК со специализированным программным обеспечением;
- Стандартный генератор электромагнитного изучения сигналов;

- Блока формирования тестирующих сигналов;
- Блока оценки выходных параметров.

Испытуемое изделие помещается в рабочий объем аппаратного комплекса непосредственно в области воздействия излучателя, фиксируясь в специализированном зажиме. В зависимости от вида воздействия выбирается подходящая излучающая антенна, устанавливаемая в центральной части камеры на устройство позиционирования.

Излучающая антенная является одной из самых важных частей тестирующей установки и является самостоятельным прибором широкого применения, позволяющий работать с различными измерителями и источниками сигналов.

Далее устройством воспроизводится последовательность действий по воздействию на испытуемый объект электромагнитным излучением в соответствии с выбранным оператором режимом. Система позиционирование производит перемещение излучателя относительно испытуемого объекта для воздействия направленного потока радиоизлучения под различными углами. В процессе тестирования производится формирование эталонных входных сигналов и фиксация значений выходных для сравнения с параметрами сигналов, присутствующих при нормальных условиях функционирования испытуемого изделия [1]. Программное обеспечение выводит графики изменения выходных сигналов в зависимости от воздействующего на объект испытаний поля, пример которых изображен на рисунке 2.

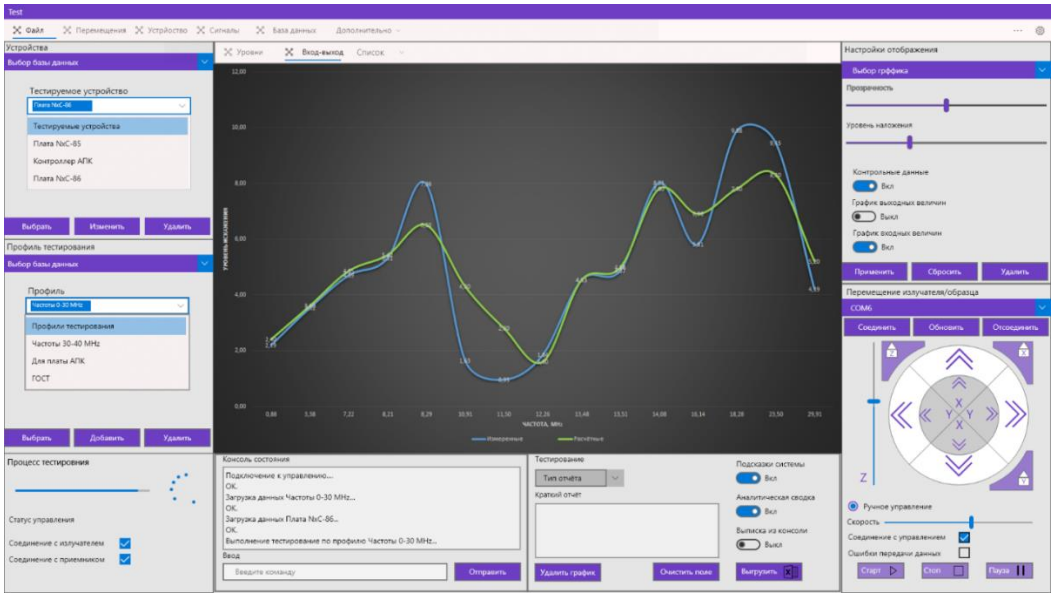


Рис. 2. Программное обеспечение комплекса.

## 3. Пример обработки результатов тестирования

По результатам проведения тестирования программный комплекс на основе встроенной базы эвристических решений предлагает разработчику набор стандартных конструкторских подходов для защиты наиболее критических мест испытуемого объекта. Анализ результатов основан на аналитическом алгоритме, который сравнивает

поступающие от блока приема входных параметров значения и делает выводы о возможности или невозможности коррекции конструкции устройства для улучшения его параметров [2]. В ПО занесена информация о некоторых экранирующих материалах и их свойствах для возможности рекомендации пользователю о применении материалов в качестве экрана. Кроме того, разработчик получает возможность проследить поведение испытуемого устройства в динамике при воздействии различных ЭМП. Программное обеспечение наносит на трехмерное изображение испытуемого изделия наиболее подверженные излучению зоны в зависимости от его частоты и мощности (рисунок 3).

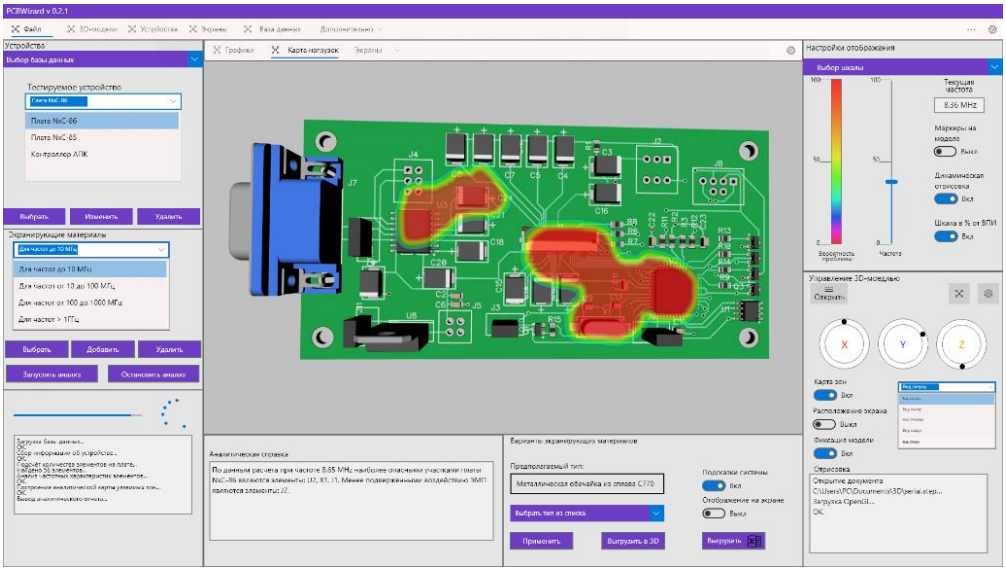


Рис. 3. Обработка результатов с нанесением наиболее уязвимых мест.

Далее программа делает вывод о применении того или иного метода защиты с выводом рекомендаций в отдельном окне (рисунок 4). Таким образом, разработчик может заранее узнать о местах потенциальных проблем в части электромагнитной совместимости и принять необходимые меры по их устранению [3].

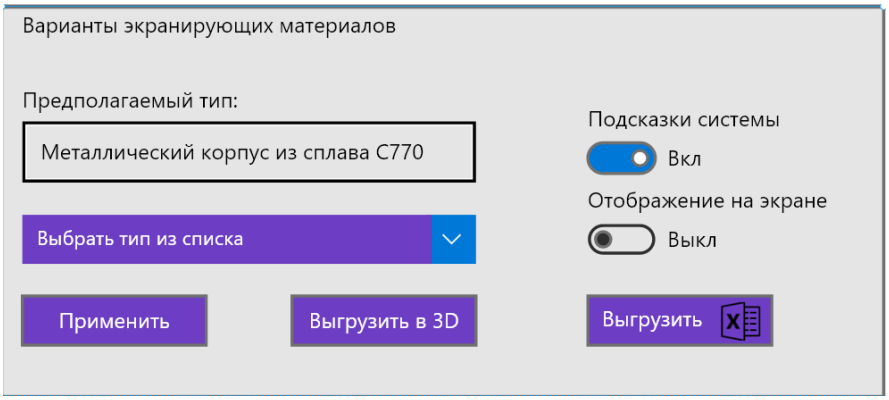



Рис. 4. Сводка по результатам обработки измерений испытуемого объекта.

Также, исходя из геометрии печатной платы программа предлагает выбрать и подгрузить экраны из стандартного ряда 3D-моделей. Из предложенного списка выбирается наиболее подходящий экран и «примеряется» на печатную плату. Результат работы программы представлен на рисунке 5.

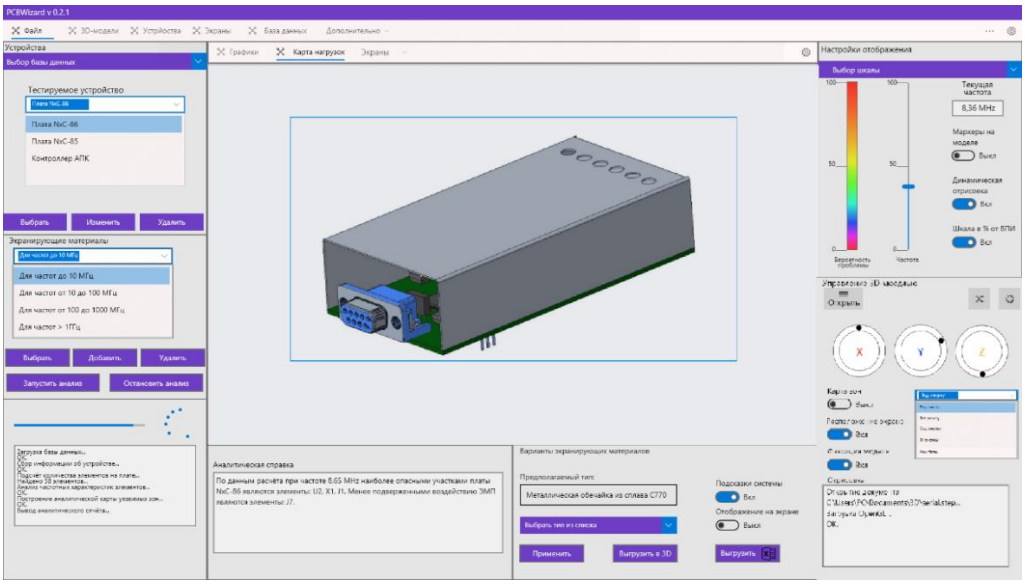


Рис. 5. Тестируемое устройство с предложенным типом экрана.

В результате повторного анализа характеристик с учётом применения экранирования были получены параметры искажения сигналов, показанные на рисунке 6.

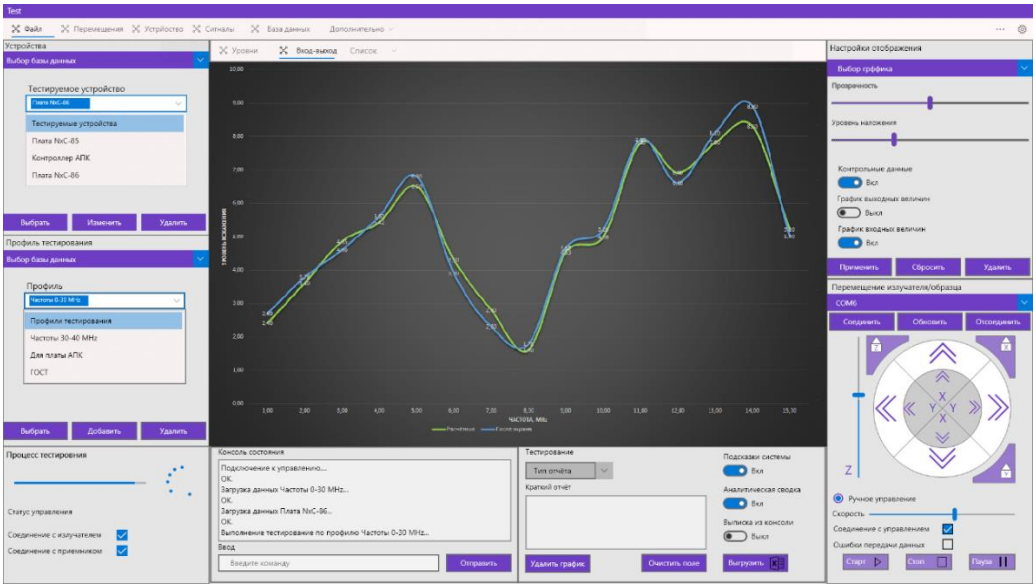


Рис. 6. Повторное тестирование устройства с использованием предложенного экрана.

Количественно оценивая помехи в диапазоне до 10 МГц можно обнаружить снижение уровня излучения с 43 дБмкв/м до 36 дБмкв/м. Важно отметить, что при первоначальной компоновке данное изделие не проходило сертификационные испытания, а значит было бы отправлено на доработку [4]. Как результат – потеря времени и денег, применение не оптимальных технических решений, возможные проблемы при дальнейшей эксплуатации.

## 4. Заключение

Разработанный программно-аппаратный комплекс позволит предприятиям-изготовителям ускорить выпуск и снизить недочёты конструкции ещё на этапе проектирования электронного устройства. За счёт применения комплексного подхода к решению поставленных задач (совмещение физического испытания изделия с последующей программной обработкой на основе разработанных методик) удастся добиться максимальной продуктивности рабочего персонала и повысить их профессиональные компетенции. Также, данный комплекс способен производить сертификацию готовых образцов продукции по нескольким критериям электромагнитной совместимости. Все эти преимущества делают комплекс незаменимым инструментом любого конструктора электронной техники.

## Литература

1. Ромащенко М.А., Неклюдов А.Л., Васильченко Д.В. «Методика построения градиентных карт ближнего электромагнитного поля двухсторонних и многослойных печатных плат» // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 4. С. 74-78.
2. Ромащенко М.А., Пряхин А.А. «Методика анализа данных сканирования ближнего электромагнитного поля» // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2017. Т. 13. № 4. С. 82-86.
3. Глотов В.В., Ромащенко М.А. «Методика оценки электромагнитных характеристик печатных плат в закрытых конструкциях». // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2017. Т. 13. № 2. С. 71-74.
4. Глотов В.В., Ромащенко М.А., Белецкая С.Ю. «Процедура моделирования ближнего электромагнитного поля печатных плат в задачах обеспечения электромагнитной совместимости» // Радиотехника. 2016. № 6. С. 15-18.

## References

1. Romashchenko M.A., Neklyudov A.L., Vasilchenko D.V. “Methodology for constructing gradient maps of the near electromagnetic field of double-sided and multilayer printed circuit boards” // Bulletin of the Voronezh State Technical University. 2019.Vol. 15. No. 4. P. 74-78.
2. Romashchenko M.A., Pryakhin A.A. “Methodology for the analysis of near-electromagnetic field scanning data” // Bulletin of Voronezh State Technical University. 2017.Vol. 13. No. 4. P. 82-86.
3. Glotov V.V., Romashchenko M.A. "Methodology for assessing the electromagnetic characteristics of printed circuit boards in enclosed structures." // Bulletin of the Voronezh State Technical University. 2017.Vol. 13. No. 2. P. 71-74.
4. Glotov V.V., Romashchenko M.A., Beletskaya S.Yu. "The procedure for modeling the near electromagnetic field of printed circuit boards in the tasks of ensuring electromagnetic compatibility" // Radio engineering. 2016. No. 6. S. 15-18.

# РАСЧЕТ МАКСИМАЛЬНОЙ ВЕРОЯТНОСТИ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК АЗИМУТАЛЬНОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА С КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

М.Ю. Ильин[1], И. С. Дмитриев[1]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предложена методика вычисления максимальной в секторе пеленгования и в диапазоне рабочих частот вероятности аномальной ошибки пеленгования многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой, основанная на закономерностях формирования боковых лепестков функции неопределенности такого пеленгатора Получена функция распределения разности между уровнями главного и наибольшего побочного лепестков функции правдоподобия пеленга. Вероятность аномальной ошибки пеленгования определяется как вероятность отрицательного значения этой разности.

**Ключевые слова:** азимутальный радиопеленгатор, аномальные ошибки радиопеленгования, кольцевая антенная решетка, ось симметрии, функция правдоподобия, функция неопределенности, ряд Эджворта.

# ESTIMATE OF THE MAXIMUM PROBABILITY ABNORMAL ERRORS OF AN AZIMUTAL RADIO DIRECTION FINDER WITH A RING ANTENNA LATTICE

M.Yu. Ilyin[1], I.S. Dmitriev[1]

[1]Joint Stock Company «Concern «Sozvezdie» (JSC «Concern «Sozvezdie»), Voronezh, Russia

**Abstract.** A method is proposed for calculating the maximum in the direction-finding sector and in the range of operating frequencies of the probability of anomalous direction-finding error of a multi-channel direction finder with a ring antenna array, based on the patterns of formation of side lobes of the uncertainty function of such a direction finder, A distribution function of the difference between the levels of the main and largest side lobes of the likelihood bearing function is obtained. The probability of an anomalous direction finding error is defined as the probability of a negative value of this difference.

**Keywords:** azimuthal direction finder, anomalous errors of radio direction finding, ring antenna array, axis of symmetry, likelihood function, the ambiguity function, Edgeworth series.

## 1. Введение

Радиопеленгаторы с вибраторными эквидистантными кольцевыми антенными решетками (КАР) нашли широкое применение на практике, поэтому вопросы расчета их пеленгационной чувствительности весьма актуальны. Под чувствительностью будем понимать минимальное приведенное к центру КАР отношение энергии электромагнитного поля пеленгуемой радиоволны к эквивалентной энергии шумов, обеспечивающее заданное качество пеленгования. В связи со сложностью закона распределения вероятностей ошибок пеленгования качество пеленгования характеризуется двумя показателями: среднеквадратической ошибкой (СКО) пеленгования и вероятностью аномальных ошибок пеленгования. Для одной и той же

КАР первый показатель определяет нижнюю границу диапазона рабочих частот радиопеленгатора, а второй – верхнюю границу этого диапазона.

Пеленгационная чувствительность, ограниченная СКО пеленгования, определяется с помощью неравенства Крамера-Рао и достаточно глубоко исследована [1-4].

Аномальные ошибки возникают в верхней части рабочего диапазона радиопеленгатора, когда длина радиоволны становится меньше диаметра КАР и функция неопределенности приобретает многолепестковый характер. Закономерности поведения аномальных ошибок пеленгования существенно сложнее, чем «нормальных», и не исследованы должным образом.

Цель работы – разработка методики расчета максимальной вероятности аномальных ошибок пеленгования в заданном диапазоне длин волн при заданном отношении сигнал/шум для многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой.

## 2. Постановка и решение задачи

В [3] предложен алгоритм максимально правдоподобного оценивания направления прихода радиоволны многоканальным пеленгатором с антенной решеткой произвольной конфигурации. Функция неопределенности этого алгоритма совпадает с диаграммой направленности (ДН) по мощности фазированной антенной решетки с направлением фазирования, совпадающим с направлением прихода пеленгуемой радиоволны. В частном случае кольцевой антенной решетки эта функция может быть выражена через конечную сумму косинусов:

$$D(\theta) = \frac{1}{N} + \frac{2}{N^2}\sum_{m=1}^{N-1}\sum_{n=m+1}^{N}\cos\psi_{mn}, \qquad (1)$$

$$\psi_{mn} = \left(\Delta\phi_{mn}(\theta_0) - \Delta\phi_{mn}(\theta)\right),$$

где $\theta_0$ – направление фазирования антенной решетки (направление главного лепестка ДН);

$\theta$ – текущее направление измерения ДН, в частности, направление бокового лепестка;

$N$ – число антенных элементов в решетке;

$\Delta\phi_{mn}(\theta)$ – фазовый сдвиг между сигналами на нагрузках $m$-го и $n$-го антенных элементов при приходе радиоволны с азимута $\theta$.

Аргумент косинуса в выражении (1) в векторных обозначениях можно записать в виде:

$$\psi_{mn} = 2\pi r_\lambda \Delta\mathbf{R}_{mn}^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{P}(\theta_0) - \mathbf{P}(\theta)\right), \qquad (2)$$

где $r_\lambda = \frac{r}{\lambda}$ – отношение радиуса решетки к длине радиоволны;

$\Delta\mathbf{R}_{mn} = \begin{pmatrix}\cos(\alpha_n)\\ \sin(\alpha_n)\end{pmatrix} - \begin{pmatrix}\cos(\alpha_m)\\ \sin(\alpha_m)\end{pmatrix}$ – нормированный на радиус вектор ребра решетки с индексами $m$ и $n$ – разность единичных векторов $m$-го и $n$-го АЭ;

$\mathbf{P}(\theta)=\left(\cos(\theta),\sin(\theta)\right)^{\mathrm{T}}$ – единичный вектор направляющих косинусов, совпадающий с азимутом $\theta$.

В [9] выполнен математический анализ функции (1), основные результаты которого заключаются в следующем.

1. Направления осей симметрии КАР и перпендикуляров к этим осям (назовем их характеристическими направлениями КАР) играют особую роль в формировании боковых, в т.ч., задних лепестков ДН максимального уровня и определяют геометрическое условие возникновения таких лепестков.

2. Второе условие (назовем его частотным): скалярные произведения векторов всех ребер антенной решетки на упомянутый разностный вектор (2) должны быть близки к целым числам.

3. Упомянутый разностный вектор $\left(\mathbf{P}(\theta_0)-\mathbf{P}(\theta)\right)$ имеет максимальный модуль 2 для заднего лепестка, отстоящего на 180 град. от главного лепестка (направления фазирования КАР). Поэтому с уменьшением длины волны (ростом частоты сигнала) частотное условие формирования максимального лепестка выполняется сначала для заднего лепестка. С дальнейшим укорочением волны геометрическое условие формирования бокового лепестка того же уровня выполняется для бокового и главного лепестков, отклоняющихся от характеристического направления

4. При дальнейшем повышении частоты находится длина волны, для которой частотное условие выполняется с большей точностью, что приводит к появлению заднего лепестка ДН большего уровня. Таким образом, формируется известная [7-10], ступенчатая зависимость максимального уровня боковых лепестков (МУБЛ) ДН от частоты сигнала.

Для поиска резонансных частот необходимо построить на одном графике зависимости уровня заднего лепестка ДН от параметра $r_\lambda$ для волн, распространяющихся вдоль оси абсцисс $F_x(r_\lambda,N)$, и вдоль оси ординат $F_y(r_\lambda,N)$, и определить локальные резонансные максимумы этих зависимостей.

$$F_x(r_\lambda)=\frac{1}{N}+\frac{2}{N^2}\sum_{m=1}^{N-1}\sum_{n=m+1}^{N}\cos\left(4\pi r_\lambda C\right), \tag{3}$$

$$F_y(r_\lambda)=\frac{1}{N}+\frac{2}{N^2}\sum_{m=1}^{N-1}\sum_{n=m+1}^{N}\cos\left(4\pi r_\lambda S\right), \tag{4}$$

$$C=\cos\alpha_m-\cos\alpha_n,$$
$$S=\sin\alpha_m-\sin\alpha_n.$$

Здесь ось абсцисс совпадает с одной из осей симметрии КАР, а $\alpha_n$ – угол от положительного направления оси абсцисс, под которым виден из центра КАР фазовый центр *n*-го антенного элемента.

Для более точной локализации максимумов можно построить графики производных этих функций по переменной $r_\lambda$ и определить точки перехода их через ноль.

$$\frac{\partial F_x(r_\lambda)}{\partial r_\lambda} = -\frac{8\pi}{N^2}\sum_{m=1}^{N-1}\sum_{n=m+1}^{N}\left(C\sin\left(4\pi r_\lambda C\right)\right), \tag{5}$$

$$\frac{\partial F_y(r_\lambda)}{\partial r_\lambda} = -\frac{8\pi}{N^2}\sum_{m=1}^{N-1}\sum_{n=m+1}^{N}\left(S\sin\left(4\pi r_\lambda S\right)\right). \tag{6}$$

В качестве иллюстрации на рис.1 приведены построенные по формулам (3-6) графики зависимости от параметра $r_\lambda$ уровня заднего лепестка функции неопределенности (жирные линии) и производной этого уровня по параметру $r_\lambda$ (тонкие линии) для случаев облучения КАР вдоль оси симметрии (формулы (3) и (5) – сплошные линии) и перпендикулярно оси симметрии (формулы (4) и (6) – штриховые линии) для радиопеленгатора с 7-элементной КАР. Рассмотрение этого рисунка позволяет описать поведение такого радиопеленгатора следующим образом.

В нижней части рабочего диапазона частот до $r_\lambda = 1,2$ отсутствуют боковые лепестки функции неопределенности уровнем более 0,5, аномальные ошибки практически отсутствуют, и чувствительность пеленгатора определяется среднеквадратической величиной нормальной ошибки. На частоте, соответствующей $r_\lambda = 1,3$, возникает резонансный задний лепесток уровнем 0,682 и с некоторой вероятностью, зависящей от отношения сигнал/шум появляются аномальные ошибки типа «обратный пеленг». С дальнейшим повышением частоты $r_\lambda > 1,3$ уровень заднего лепестка уменьшается, но возникают боковые лепестки того же уровня 0,682 при приходе радиоволны с направления, отличающегося от направления оси симметрии на угол, равный $\arccos\left(1,3/r_\lambda\right)$.

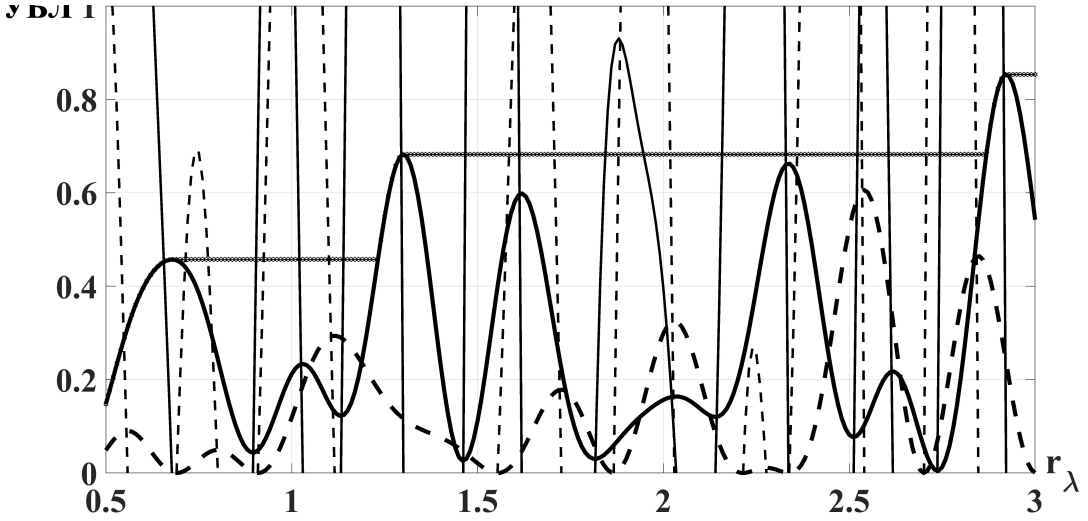



Рис. 1. График зависимости от параметра $r_\lambda$ относительного уровня заднего лепестка функции неопределенности для 7-элементной КАР Аналогично формируется следующая ступень при $r_\lambda = 2,869$.

Для рассматриваемого в [6] частного случая – принятие решения по единственному наблюдению сигнала на фоне взаимно независимых шумов равной интенсивности в каналах радиопеленгатора – условие возникновения аномальной ошибки можно записать в виде:

$$x = \frac{1}{2\sigma^2}\mathbf{X}^{\text{Н}}\mathbf{\Delta M X} < 0, \qquad (7)$$

$$\mathbf{\Delta M} = \mathbf{W}_0 - \mathbf{W}_\pi,$$

$$\mathbf{W}_0 = \dot{\mathbf{H}}(\theta_0)\dot{\mathbf{H}}^{\text{Н}}(\theta_0),$$

$$\mathbf{W}_\pi = \dot{\mathbf{H}}(\theta_0+\pi)\dot{\mathbf{H}}^{\text{Н}}(\theta_0+\pi),$$

где $\dot{\mathbf{H}}(\theta)$ –векторная комплексная диаграмма направленности КАР;

$\dot{\mathbf{X}} = \dot{E}h_0\dot{\mathbf{H}}(\theta_0) + \dot{\boldsymbol{\xi}}$ – вектор комплексных амплитуд напряжений на выходах КАР, соответствующий радиоволне, пришедшей с азимута $\theta_0$ и создавшей в центре КАР напряженность электромагнитного поля с комплексной амплитудой $\dot{E}$;

$h_0$ – эффективность («нагруженная» действующая высота) антенного элемента;

$\dot{\boldsymbol{\xi}}$ – вектор центрированных комплексных гауссовских шумовых отсчетов со стандартным отклонением каждой квадратурной составляющей $\sigma$.

Вероятность аномальной ошибки пеленгования численно равна интегральной функции распределения статистики (7) при $x = 0$. В связи с отсутствием аналитического выражения воспользуемся приближенным представлением плотности распределения статистики (7) в виде ряда Эджворта [11].

Из (7) с учетом гауссовского распределения вектора $\dot{\boldsymbol{\xi}}$ нетрудно получить выражения для центральных моментов $\mu_1 ... \mu_4$ и коэффициентов асимметрии $\gamma 1$ и эксцесса $\gamma 2$ распределения статистики $x$:

$$\mu_1 = \Delta D,$$

$$\mu_2 = \frac{2\cdot\Delta D\cdot\left(10^{0.1\cdot\rho}\cdot N+1\right)}{R\cdot N^2\cdot 10^{0.2\cdot\rho}},$$

$$\mu_3 = \frac{6\cdot\Delta D^2}{R^2\cdot N^2\cdot 10^{0.2\cdot\rho}},$$

$$\mu_4 = 3\cdot\mu_2{}^2 + \frac{4\cdot\mu_3}{R\cdot N\cdot 10^{0.1\cdot\rho}} + \frac{12\cdot\Delta D^2}{R^3\cdot N^4\cdot 10^{0.4\cdot\rho}},$$

$$\gamma 1 = \frac{\mu_3}{\sqrt{\mu_2{}^3}}, \quad \gamma 2 = \frac{\mu_4}{\mu_2{}^2} - 3,$$

где $\rho = 10\cdot\log_{10}\dfrac{\left|\dot{E}h_0\right|^2}{2\cdot\sigma^2}$ – энергетическое отношение сигнал/шум в единичном наблюдении, дБ,

$R$ – число наблюдений, по которому вычисляется статистика,

$\Delta D = 1 - D(r_\lambda, \theta_0, \theta_0 + \pi, N)$ – разность между уровнями главного и заднего лепестков нормированной диаграммы направленности антенной решетки (2) по мощности.

Через полученные моменты распределения ряд Эджуорта, ограниченный четырьмя членами и аппроксимирующий плотность $f(t)$ данного распределения, записывается в виде [11]:

$$f_{Эдж}(t) = \frac{\exp(-0.5 \cdot t^2)}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \mu_2}} \cdot (1 + k_1 + k_2 + k_3), \tag{8}$$

$$t = \frac{x - \mu_1}{\sqrt{\mu_2}},$$

$$k_1 = \frac{\gamma 1}{6} \cdot (t^3 - 3 \cdot t),$$

$$k_2 = \frac{\gamma 2}{24} \cdot (t^4 - 6 \cdot t^2 + 3),$$

$$k_3 = \frac{\gamma 1}{72} \cdot (t^6 - 15 \cdot t^4 + 45 \cdot t^2 - 15).$$

Если ограничить ряд первым членом, получается аппроксимация искомой плотности распределения гауссовским законом:

$$f_Г(t) = \frac{\exp(-0.5 \cdot t^2)}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \mu_2}} \tag{9}$$

Вероятность аномальной ошибки определяется интегрированием найденной плотности распределения (8) в пределах от «минус» ∞ до $x$=0:

$$P_{Эдж} = \int_{-\infty}^{-N \cdot 10^{0.1\rho} \cdot \sqrt{\frac{\Delta D \cdot R}{2 \cdot (N \cdot 10^{0.1\rho} + 1)}}} f_{Эдж}(t)\, dt, \tag{10}$$

В случае использования гауссовской аппроксимации плотности вероятностей (9) вероятность аномальной ошибки выражается через табулированную функцию нормального распределения $\Phi_0(x)$ [12]:

$$P_Г = \Phi_0\left(-N \cdot 10^{0.1\rho} \cdot \sqrt{\frac{\Delta D \cdot R}{2 \cdot (N \cdot 10^{0.1\rho} + 1)}}\right) \tag{11}$$

Для оценки точности аппроксимаций (10) и (11) было проведено статистическое имитационное моделирование со следующими параметрами: число элементов КАР $N = 7$, направление фазирования антенной решетки (направление главного лепестка ДН) $\theta_0 = 0$ рад, текущее направление измерения ДН $\theta = \pi$ рад, отношение радиуса решетки к длине радиоволны $r_\lambda = 2,92$, количество статистических экспериментов в каждой расчетной точке $K_{эксп} = 3 \times 10^6$, диапазон изменения значений отношения сигнал/шум $\rho \in [5,13]$ дБ, шаг внутри диапазона 0,2 дБ. В ходе каждого эксперимента с вектором комплексных амплитуд полезного сигнала, соответствующим направлению

прихода сигнала $\theta_0 = 0$ радиан суммировался комплексный гауссовский вектор с дисперсией компонент, соответствующей заданному отношению сигнал/шум, и вычислялась статистика (7). По множеству $K_{эксп}$ экспериментов строилась гистограмма плотности распределения статистики и вычислялась вероятность отрицательного значения статистике, соответствующая вероятности аномальной ошибки.

На рис. 3 представлена сплошной линией зависимость от отношения сигнал/шум при указанных выше условиях вероятности аномальной ошибки пеленгования, определенная по результатам статистического моделирования. Штриховой линией показана та же зависимость, рассчитанная с применением 4-членного ряда Эджворта по формулам (8) и (10). Пунктирной линией показана зависимость, рассчитанная по формуле (11) с использованием гауссовской аппроксимации распределения статистики (7).

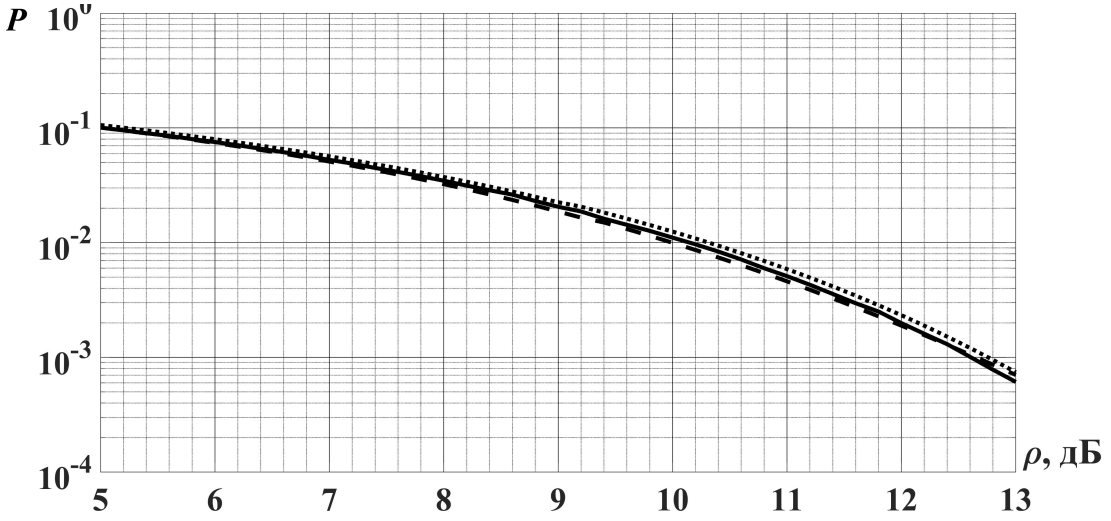



Рис. 2. Кривые оценок вероятности аномальных ошибок пеленгования.

Из графика видно, что погрешность аппроксимации с использованием ряда Эджворта заметно меньше, чем с использованием гауссовской аппроксимации. Однако эта аппроксимация требует значительных вычислительных затрат, связанных с численным интегрированием в формуле (10).

С другой стороны, погрешность гауссовской аппроксимации вдоль оси отношений сигнал/шум не превышает 0,3 дБ, что более чем удовлетворительно для инженерной практики. Кроме того, эта погрешность всюду положительна и обеспечивает гарантированную оценку пеленгационной чувствительности (необходимого отношения сигнал/шум) при заданной максимальной вероятности аномальных ошибок. Поэтому для оценки пеленгационной чувствительности по критерию максимально допустимой вероятности аномальных ошибок пеленгования следует рекомендовать формулу (11).

На рис. 4 приведены зависимости от параметра $r_\lambda$ пеленгационной чувствительности (порогового отношения сигнал/шум) радиопеленгатора с 7-

элементной КАР по критерию максимальной вероятности аномальной ошибки $P_{an} = 10^{-2}$ и $P_{an} = 10^{-3}$, рассчитанные по изложенной выше методике.

На тех же графиках приведены заимствованные из работы [4] кривые пеленгационной чувствительности по критерию СКО пеленгования $\sigma_\theta = 2°$ и $\sigma_\theta = 1°$. Совокупность этих кривых характеризует пеленгационную чувствительность радиопеленгатора во всем диапазоне рабочих частот.

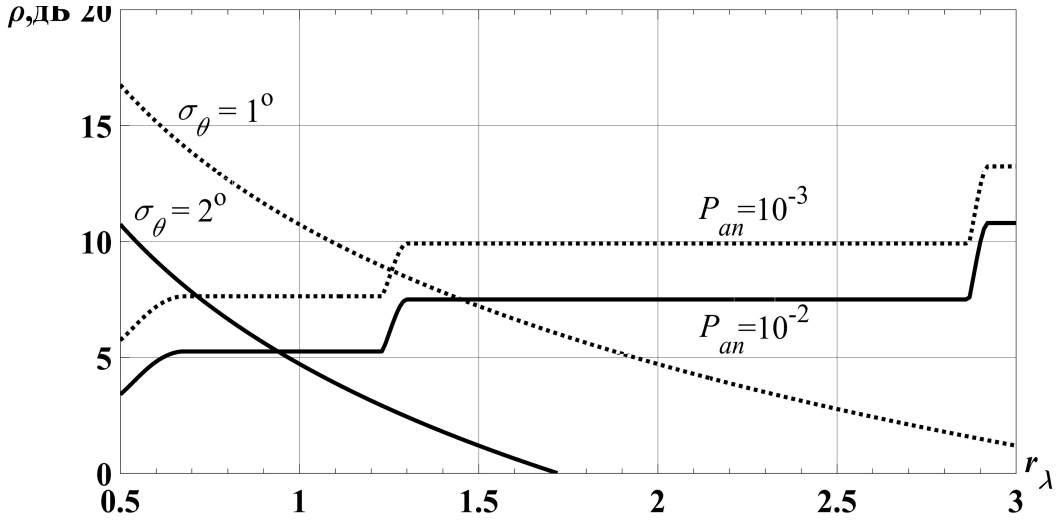



Рис. 3. Кривые пеленгационгной чувствительности радиопеленгатора с 7-элементной КАР по критерию максимальной вероятности аномальных ошибок и по критерию СКО пеленгования.

## 3. Заключение

Предложена аналитическая методика расчета максимальной вероятности аномальных ошибок многоканального азимутального радиопеленгатора с кольцевой антенной решеткой в круговом секторе пеленгования, в заданном диапазоне рабочих частот и при заданном отношении сигнал/шум. Полученные результаты легко распространяются на случай произвольной плоской антенной решетки, обладающей осевой симметрией.

В совокупности с ранее разработанной методикой определения пеленгационной чувствительности по критерию среднеквадратической нормальной ошибки пеленгования данная методика позволяет анализировать свойства радиопеленгатора во всем диапазоне рабочих частот и оптимизировать разбивку его на поддиапазоны, например, при использовании литерных антенных систем

## Литература

1. Саидов А.С., Тагилаев А.Р., Алиев Н.М., Асланов Г.К. Проектирование фазовых автоматических пеленгаторов. М.: Радио и связь. 1977.
2. Артемов М.Л., Виноградов А.Д., Дмитриев И.С., Ильин М.Ю., Подшивалова Г.В. Предельная пеленгационная чувствительность пеленгационной антенной системы. // Антенны. – 2010. – Вып. 12 (163), стр. 13 – 19.

3. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации. // Антенны. – 2011. – Вып. 5 (168), стр. 59 – 64.
4. Виноградов А.Д., Дмитриев И.С., Ильин М.Ю., Козлов М.И., Сличенко М.П., Соломко Е.С. Предельная чувствительность широкодиапазонных радиопеленгаторов с эквидистантными кольцевыми антенными решетками из ненаправленных антенн. // Антенны. – 2013. Вып. 5 (192), стр. 18 – 29.
5. Уфаев В.А. Предельные параметры пеленгаторных антенных решеток. // Антенны, 2017, вып.6(238), с.5-9.
6. Уфаев В.А. Методика расчета вероятности аномальных ошибок пеленгования с применением кольцевых антенных решеток. // Антенны, 2017, вып.6(238), с.17-22.
7. Виноградов А.Д., Литвинов Г.В., Макаров Г.В. Оптимизация структур корреляционно-интерферометрических радиопеленгаторов с кольцевыми антенными решетками. // Антенны. 2001. Вып.5(51), с. 33-38.
8. Ашихмин А.В., Виноградов А.Д., Мазлов М.Г., Минин Л.А. Исследование характеристик широкополосных малоэлементных однокольцевых антенных решеток с использованием функций Бесселя. // Антенны, 2006, вып.8(111), с. 8-14.
9. Дмитриев И.С. О характеристиках бокового приема (излучения) фазированных кольцевых антенных решеток. // Антенны, 2015, вып.5(216), с.28-34.
10. Виноградов А.Д., Минин Л.А., Работкин В.А. Математическое описание диаграмм направленности эквидистантных кольцевых фазированных антенных решеток с использованием функций Бесселя. // Антенны, 2017. Вып.5(237), с. 5-12.
11. Пугачев В.С. Теория вероятностей и математическая статистика: Учеб. пособие. – 2-е изд., исправл. и дополн. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002 – 496 с.
12. Брандт З. Анализ данных. Статистические и вычислительные методы для научных работников и инженеров: Пер. с англ. – М.: Мир, ООО «Издательство АСТ», 2003. – 686 с., ил.

## REFERENCES

1. Saidov A.S., Tagilaev A.R., Aliev N.M., Aslanov G.K. Design of phase automatic direction finders. M.: Radio and communication. 1977.
2. Artemov M.L., Vinogradov A.D., Dmitriev I.S., Ilyin M.Yu., Podshivalova G.V. Ultimate direction-finding sensitivity of direction-finding antenna system. // Antennas. – 2010. – № 12 (163), p. 13 – 19.
3. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. The most plausible detection and estimation of the direction of arrival and amplitude of the radio wave intensity using a multi-channel direction finder with an antenna system of arbitrary configuration. // Antennas. – 2011. – № 5 (168), p. 59 – 64.
4. Vinogradov A.D., Dmitriev I.S., Ilyin M.Yu., Kozlov M.I., Slichenko M.P., Solomko E.S. Ultimate sensitivity of wide-range direction finders with equidistant ring antenna arrays of omnidirectional antennas. // Antennas. – 2013.№. 5 (192), p. 18 – 29.
5. Yfaev V.A. Limit parameters of direction-finding antenna arrays. // Antennas, 2017,№.6(238), p.5-9.
6. Yfaev V.A. Methodology for calculating the probability of anomalous direction finding errors using ring antenna arrays. // Antennas, 2017,№.6(238), p.17-22.
7. Vinogradov A.D., Litvinov G.V., Makarov G.V. Optimization of the structures of correlation-interferometric direction finders with ring antenna arrays. // Antennas. 2001.№.5(51), p. 33-38.
8. Ashimin A.V., Vinogradov A.D., Mazlov M.G., Minin L.A. The study of the characteristics of broadband low-element single-ring antenna arrays using Bessel functions. // Antennas, 2006, №.8(111), p. 8-14.
9. Dmitriev I.S. On the characteristics of the lateral reception (radiation) of phased annular antenna arrays.// Antennas, 2015,№.5(216), p.28-34.

10. Vinogradov A.D., Minin L.A. Rabotkin V.A. Mathematical description of the radiation patterns of equidistant circular phased antenna arrays using Bessel functions. // Antennas. 2017.№5(237), p. 5-12.
11. Pugahev V.S. Theory of Probability and Mathematical Statistics: Study. allowance. – M.: FIZMATLIT, 2002 – 496 p.
12. Brandt Z. Data analysis. Statistical and computational methods for scientists and engineers: – M.: World, OOO « Publishing house AST», 2003. – 686 p., ил.

# СИСТЕМА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ПАКЕТНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ИНФОРМАЦИИ

И. Р. Муртазин, М. А. Коцыняк, О.С. Лаута, К. Г. Ледовская, Д.А. Иванов

Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** В статье рассматривается подход к созданию архитектуры системы информационно-технического воздействия на сети подвижной радиосвязи на основе эталонной модели взаимодействия открытых систем, который предназначен для организации данных сетей, под конкретные условия эксплуатации. Рассматриваемый подход облегчит построение сетей подвижной радиосвязи на этапе планирования и ввода оборудования в эксплуатацию.

**Ключевые слова:** сеть подвижной радиосвязи; эталонная модель взаимодействия открытых систем; радиоподавление; радиоразведка; техническая компьютерная разведка.

# SYSTEM OF INFORMATION AND TECHNICAL IMPACT ON MOBILE RADIO NETWORKS WITH PACKET TRANSMISSION OF INFORMATION

I. R. Murtazin, M.A. Kotsynyak, O.S. Lauta, K. G. Ledovskaya, D. A. Ivanov

Military Academy of Communications (MAC), St. Petersburg, Russia

**Abstract.** The article discusses the approach to creating system architecture information technology impact on the mobile radio network based on the reference model for open systems interconnection, which is designed to organize network data, under specific operating conditions. This approach will facilitate the construction of mobile radio networks at the stage of planning and commissioning of equipment.

**Keywords:** mobile radio network; reference model of interaction of open systems; radio suppression; radio intelligence; technical computer intelligence.

## 1. Введение

Для определения архитектуры информационно-технической системы воздействия, рассмотрим объект воздействия как концепцию связи элементов сложных систем. По своей сути понятие «архитектура» отражает новизну в способе построения системного подхода в построении комплексного воздействия, которое будет в себя включать такие виды воздействия как радиоразведка (РР), радиоподавление (РП) и техническая компьютерная разведка (ТКР).

## 2. Основная часть.

Международная организация по стандартизации приняла и рекомендовала к широкому использованию семиуровневую иерархию функций комплексирования, обеспечивающих взаимодействие прикладных процессов, распределенных в различных системах. Помимо формирования концепции деления на уровни, в эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС) вводится единая терминология для наименования различных включаемых в нее объектов. Для каждого уровня ЭМВОС

задает цель его работы; виды услуг (обслуживания), обеспечиваемые для следующего более высокого уровня; спецификацию функций, выполняемых уровнем. Значение ЭМВОС заключается в том, что она вводит единый перечень понятий и общепринятый способ распределения различных действий в сети на уровни. Однако ЭМВОС не является стандартом протоколов для всех уровней: она только дает рекомендации относительно того, где могут быть разработаны стандарты по протоколам, но сами по себе эти стандарты не попадают в сферу самой модели.

Для построения системы информационно-технического воздействия были проанализированы условия функционирования сетей радиосвязи с пакетной передачей данных, системные протоколы применяемые в них, условия ведения вероятным противником радиоразведки, радиоподавления и технической компьютерной разведки. Рассмотрим систему информационно-технического воздействия (СИТВ) с «нижнего» 1-ого уровня ЭМВОС.

Физический уровень (1-й уровень ЭМВОС) предназначен для переноса (передачи) потока дискретных (как правило, двоичных) сигналов, т. е. последовательности бит, в виде которой представляется цифровая информация, передаваемая через физическую среду, соединяющую реальные объекты сети подвижной радиосвязи (СПРС). В качестве такой физической среды при построении СПРС обычно используется сеть коммутируемых или выделенных каналов, которая служит для установления физических (электрических, электромагнитных, оптических, акустических и т. п.) соединений. Основными функциями физического уровня являются следующие: установление и разъединение соединений; преобразование сигналов; реализация интерфейса; диагностика неисправностей. Под функцией преобразования сигналов на физическом уровне обычно понимается преобразование последовательности бит на входе физического аналогового (непрерывного) канала в аналоговые сигналы, согласованные с физическими параметрами линии связи. Теперь отметим сами виды воздействий противника радиоразведка противника (РР) ведет устранение неопределенности о пространственных, частотных и поляризационных параметрах , определяет амплитудные, частотные и фазовые параметры сигналов, алгоритмы модуляции, идентификация протокола физического уровня. Радиоподавление (РП) осуществляет подавление элемента сигнала путем создания оптимальной помехи в частотно-временном пространстве и с учетом значений фазовых параметров информационных элементов. Техническая компьютерная разведка (ТКР) на данном уровне проводит анализ сетевого трафика.

Канальный уровень (2-й уровень ЭМВОС) служит для выполнения функций установления, поддержания и разъединения канальных соединений, называемых информационными каналами. Совокупность средств 1-го и 2-го уровней образует некоторую дискретную систему, называемую каналом передачи информации, основными элементами которого являются физический канал, линейные контроллеры при использовании цифровых (импульсных) физических каналов; средства управления каналом, выполняющие основную целевую функцию канального уровня и относящиеся собственно к этому 2-му уровню. Рассмотрим воздействие на канальном уровне. РР

производит идентификацию протоколов, выделение и обработку цифрового потока, определение параметров звена управления; вскрытие абонентского цифрового потока; декодирование, дескремблирование, демультиплексирование цифрового потока; вскрытие частотно-временного ресурса сетей и его распределения. РП осуществляет создание структурной помехи, нарушая исправляющую способность кода; воздействие помех на аппаратуру; подавление системы синхронизации; оптимизацию структуры помехи на длине кодовой комбинации при различных уровнях неопределенности о кодовой структуре сигнала. ТКР реализует сканирование сети и ее уязвимостей.

Сетевой уровень (3-й уровень ЭМВОС) служит для выполнения функций обмена сетевыми сервисными блоками при помощи сетевых соединений (датаграммных и виртуальных цепей и прямых каналов). Следует подчеркнуть, что рассмотренные выше процедуры 1-го и 2-го уровней ЭМВОС управляют процессом передачи информации только по одному физическому каналу связи вне зависимости от того, каким образом организован этот канал (выделенный или временно скоммутированный) между двумя абонентами через сеть с коммутацией каналов. Эти процедуры можно считать локальными, поскольку они относятся к одному из каналов передачи информации, соответствующему некоторому ребру графа, отображающего структуру этой сети. В отличие от них сетевые процедуры, т. е. процедуры 3-го уровня ЭМВОС, реализуются в СПРС в целом и тесно связаны с ее топологией (структурой, конфигурацией) и процессами, затрагивающими обмен информацией во всех каналах передачи информации и узлах коммутации. В этом смысле сетевые процедуры можно определить, как распределенные, глобальные. На сетевом уровне должны быть выполнены две главные взаимосвязанные функции: 1) выбор маршрута передачи коммутируемых информационных единиц (например, пакета) получателю, 2) создание условий, исключающих перегрузку сети, которая может явиться следствием реализации недостаточно эффективной процедуры маршрутизации. При передаче информации с сетевого уровня в канальный информация в составе пакетов упаковывается в кадр, объем которого за счет дополнительной управляющей и служебной информации, включая обрамление (флаги), превышает формат пакета, т. е. избыточность увеличивается. Разберем воздействия реализуемые противником на данном уровне. На сетевом уровне РР производит идентификацию протоколов, выделение и обработку данных и управляющей информации сетевого уровня; устранение неопределенности об экземпляре средства радиосвязи, параметрах сетевого соединения. РП производит подавление служебной управляющей информации; радиоподавление элементов (узлов) сети для блокирования, создания кольцевых, тупиковых маршрутов передачи информации; воздействие имитационных помех на средства управления сетью. ТКР реализует логическую подмену сервера; сканирование сети и её уязвимостей; сканирование протоколов передачи данных сети; логическое отключение абонентов; удалённое проникновение в критически важный информационный сегмент сети.

Транспортный уровень (4-й уровень ЭМВОС) служит для обеспечения более высокого (сеансового) уровня универсальными услугами (средствами) транспортной службы, не зависящими от специфики и особенностей функционирования СПРС.

Другими словами, транспортный уровень обеспечивает универсальность процедур удаленного информационного обмена между прикладными процессами различных пользователей СПРС. Предоставляемые уровнем транспортные соединения являются прозрачными, т. е. по ним могут передаваться любые используемые коды и осуществляться любые методы организации диалога на сеансовом уровне. Транспортный уровень предусматривает три вида услуг для сеансового уровня: 1) образование необходимых соединений; 2) выдачу справок о работе уровня; 3) передачу циркулярных сообщений всем имеющимся в сети информационным процессам. Важнейшей функцией транспортного уровня является управление потоком. Поскольку любая транспортная станция имеет ограниченное буферное пространство, то должен обеспечиваться некоторый способ управления информацией для предотвращения переполнения медленного получателя быстрым отправителем. Управление потоком осуществляется также на сетевом и канальном уровнях, но на транспортном уровне решаются наиболее сложные задачи управления потоком, связанные с динамической организацией буферного пула с учетом специфики рабочей нагрузки (трафика пользователей СПРС). На этом уровне ЭМВОС воздействия будут следующими, радиоразведка противника (РР) ведет устранение неопределенности о пространственных, частотных и поляризационных параметрах , определяет амплитудные, частотные и фазовые параметры сигналов, алгоритмы модуляции, идентификация протокола физического уровня. Радиоподавление (РП) осуществляет подавление элемента сигнала путем создания оптимальной помехи в частотно-временном пространстве и с учетом значений фазовых параметров информационных элементов. Техническая компьютерная разведка (ТКР) на данном уровне проводит анализ сетевого трафика.

Сеансовый уровень (5-й уровень ЭМВОС) обеспечивает соединения, называемые сеансами, непосредственно между конкретной парой прикладных процессов. Сеансовый уровень обеспечивает выполнение двух видов функций: обслуживание сеансов и обслуживание диалоговой формы передачи информации. Сеансом принято называть последовательность (цикл) процедур диалога объектов представительного уровня, осуществляемого через соединения, находящиеся на сеансовом уровне. При установлении сеанса могут быть определены ряд соглашений на этот сеанс, в том числе соглашения о направленности передачи (симплекс, полудуплекс или дуплекс), кодах символов размерах окна управления потоками, методах восстановления после отказов на транспортном уровне и т. д.. Для взаимодействующих прикладных процессов, расположенных в одной и той же системе, сеансовый уровень является самым нижним. Поэтому транспортный, сетевой, канальный и физический уровни необходимы только для взаимодействия тех прикладных процессов, которые находятся в различных удаленных друг от друга системах. Это дает основание объединять рассмотрение транспортного уровня с тремя нижними уровнями ЭМВОС при решении проблем управления сетью подвижной радиосвязи и создания системы воздействия противника на СПРС. Перейдем непосредственно к воздействиям противника на данном уровне. РР производит идентификацию протокола, выделение и обработка служебных и

абонентских сообщений. РП активно воздействует энергетическим подавлением служебных и абонентских сообщений, нарушает служебный диалог между логическими объектами. ТКР осуществляет проведение кибератак таких как: ввод ложной информации, проникновение в специальные базы данных и размещение ложной информации; удалённый отказ в обслуживании; сканирование протоколов передачи данных сети; «спам»; логическое отключение абонентов.

Представительный уровень (6-й уровень ЭМВОС) предназначен для преобразования информации, связанного с определением ее форматов, кодов и структур, выдаваемых на сеансовый уровень и в сторону прикладного процесса. Кроме того, на прикладном уровне могут быть реализованы такие преобразования информации, как ее сжатие и шифрование. Функции представительного уровня основываются на понятии виртуального устройства (процесса), которое предполагает введение некоторого обобщенного (гипотетического, условного, воображаемого) универсального устройства (процесса), имеющего стандартный набор параметров и функционирующего в соответствии с определенными правилами. Необходимость введения виртуального устройства (процесса) вытекает из чрезвычайно большого многообразия видов и форм представления информации. Имеются три основных типа виртуальных устройств (процессов): виртуальный терминал, виртуальный файл и виртуальное задание. Функциями представительного уровня являются преобразование информации; управление ее форматами; интерпретация (выявление семантического содержания); соединение прикладных процессов с логическими каналами, представляемыми нижними уровнями ЭМВОС. Исходя из этого, были определены основные воздействия противника на СПРС на представительном уровне. РР осуществляет аналитический анализ установки согласованности между взаимодействующими процессами, вида представления данных, способа засекречивания информации. РП создает помехи с учетом принятого метода криптозащиты, а так же разрушает кадры. ТКР осуществляет проведение кибератак таких как: ввод ложной информации, проникновение в специальные базы данных и размещение ложной информации; удалённый отказ в обслуживании; сканирование протоколов передачи данных сети; «спам»; логическое отключение абонентов.

Прикладной уровень (7-й уровень ЭМВОС) является основным для ЭМВОС, так как остальные уровни существуют только для обеспечения его работы. Задача прикладного уровня - обеспечение взаимодействия между прикладными процессами пользователей СПРС. Среди функций этого обеспечения используются процессы обработки данных, файлов, текстов, речи в цифровой форме, графических изображений, видеосигналов, измерительной информации и т. д. Прикладной уровень основывается на понятии прикладного процесса, под которым подразумевается элемент системы, осуществляющий содержательную обработку информации. В СПРС этот процесс является источником или потребителем информации. Например, к числу прикладных процессов СПРС можно отнести следующие: работу должностного лица на автоматизированном рабочем месте, работу программы, оперирующей с данными, расположенными в удаленной базовой станции, сбор информации о состоянии объекта

управления и передачу информации о целенаправленном воздействии на этот объект, общение абонентов по цифровому телефону, видео - конференционная связь и т. д.. В соответствии с принятой классификацией прикладные процессы делятся на три категории: 1) административное управление, служащее для координации логических ресурсов, расположенных на всех ее уровнях; управление обработкой информации, включая инициацию и деинициацию прикладных процессов, 2) динамическое распределение ресурсов между процессами, 3) обслуживание процедур восстановления нормальной работы сети после появления сбоев и неисправностей; обработку информации, т. е, непосредственно выполнение тех основных функций, которые выполняет система управления СПРС. Основными видами воздействий на данном уровне являются следующие - РР осуществляет вскрытие форм и протоколов взаимодействия и управления файлами, а так же сетью в целом; определение доступности процессов (посылка запросов на соединение, синхронизация). РП реализует воздействие на данные прикладных процессов абонентов сети. ТКР осуществляет проведение кибератак таких как: ввод ложной информации, проникновение в специальные базы данных и размещение ложной информации; удалённый отказ в обслуживании; сканирование протоколов передачи данных сети; «спам»; логическое отключение абонентов.

## 3. Заключение

Таким образом, вырисовывается четкая, поуровневая система комплексного воздействия противника на сеть подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации, что в свою очередь позволяет определить направления совершенствования разведзащищенности, помехоустойчивости и киберустойчивости сети подвижной радиосвязи от комплексного воздействия противника, с обозначенными уязвимостями по уровням эталонной модели взаимодействия открытых систем. Данная статья предназначена для должностных лиц органов военного управления, в сферу деятельности которых входят вопросы анализа, планирования и разработки предложений по совершенствованию рассматриваемых сетей подвижной радиосвязи, а так же для предприятий промышленности, непосредственно принимающих участие в разработке и производстве средств связи и автоматизации, функционирующих в данных сетях.

## Литература

1. Муртазин И.Р., Коцыняк М.А., Бесков А.В., Лаута О.С., Мамай А.В. // Архитектура сети подвижной радиосвязи на основе эталонной модели взаимодействия открытых систем. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова: в 6-ти томах. Воронежский государственный университет, АО "Концерн "Созвездие". 2019. С. 173-182.
2. Коцыняк М.А., Муртазин И.Р. // Кибернетическая устойчивость MESH сетей. Книга, 2018. Нейрокомпьютеры и их применение XVI Всероссийская научная конференция: тезисы докладов. – С. 102-103.

3. Лаута О.С., Нечепуренко А.П., Муртазин И.Р., Суетин А.И. // Модели интеллектуальных воздействий. Сборник, 2017. Информационная безопасность регионов России. – С. 144-145.
4. Ковайкин Ю.В., Бесков А.В., Лебедев П.В. // Совершенствование системы управления сети передачи данных путем защиты конфигурационного трафика. Книга, 2018. Нейрокомпьютеры и их применение XVI Всероссийская научная конференция: тезисы докладов. – С. 112-113.
5. Муртазин И.Р., Мамай А.В., Коцыняк М.А., Васюков Д.Ю. // Организация устойчивой сети беспроводной передачи данных. В книге: Нейрокомпьютеры и их применение XVII Всероссийская научная конференция. Тезисы докладов. 2019. С. 129-130.
6. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Муртазин И.Р. // Методика кибернетической устойчивости в условиях воздействия таргетированных кибернетических атак. Сборник научных статей в 4 томах, 2018. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018). VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. – С. 343-346.
7. Гудков М.А., Муртазин И.Р., Гагарин Ю.А., Крибель А.М., Соловьёв Д.В. // Применение методов захвата и анализа пакетов, передаваемых по информационно-телекоммуникационным сетям, для аудита сетевой безопасности сетей. В сборнике: Современные информационные технологии. Теория и практика Материалы IV Всероссийской научно-практической конференции. Отв. ред. Т.О. Петрова. 2018. С. 158-162.
8. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. // Методика оценки эффективности защиты информационно-телекоммуникационной сети в условиях таргетированных кибернетических атак. Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2018. № 11-12 (125-126). С. 71-79.

## REFERENCES

1. Murtazin I. R., Kotsynyak M. A., Beskov A.V., Lauta O. S., Mamai A.V. / / Architecture of the mobile radio network based on the reference model of interaction of open systems. In the collection: Radar, navigation, communication proceedings of the XXV International scientific and technical conference dedicated to the 160th anniversary of the birth of A. S. Popov: in 6 volumes. Voronezh state University, JSC "Concern "Constellation". 2019. Pp. 173-182.
2. Kotsynyak M. A., Murtazin I. R. / / Cybernetic stability of MESH networks. The book, 2018. Neurocomputers and their application XVI all-Russian scientific conference: abstracts. Pp. 102-103.
3. Lauta O. S., Nechepurenko A. P., Murtazin I. R., Suetin A. I. / / Models of intellectual influences. Collection, 2017. Information security of Russian regions. Pp. 144-145.
4. Kovaykin Yu. V., Beskov A.V., Lebedev P. V. // Improving the control system of the data transmission network by protecting configuration traffic. The book, 2018. Neurocomputers and their application XVI all-Russian scientific conference: abstracts. - Pp. 112-113.
5. Murtazin I. R., Mamai A.V., Kotsynak M. A., Vasyukov D. Y. // Organization robust network of wireless data transmission. In the book: Neurocomputers and their application XVII all-Russian scientific conference. Thesis of reports. 2019. Pp. 129-130.
6. Ivanov D. A., Kotsynyak M. A., Lauta O. S., Murtazin I. R. / / Methods of cybernetic stability under the influence of targeted cybernetic attacks. // Collection of scientific articles in 4 volumes, 2018. Actual problems of info telecommunications in science and education (2018). VII international scientific-technical and scientific-methodical conference. - Pp. 343-346.
7. Gudkov M. A., Murtazin I. R., Gagarin Yu. a., Kribel A.M., Soloviev D. V. // Application of methods of capture and analysis of packets transmitted over information and telecommunication networks for network security audit of networks. In the collection: Modern information technologies. Theory and practice Materials of the IV all-Russian scientific and practical conference . OTV. ed. 2018. Pp. 158-162.
8. Kotsynyak M. A., Lauta O. S., Ivanov D. A., Lukina O. M. / / Methodology for assessing the effectiveness of information and telecommunication network protection in conditions of targeted cybernetic attacks. Issues of defense equipment. Series 16: Technical means of counter-terrorism. 2018. No. 11-12 (125-126). Pp. 71-79.

Н а у ч н о е  и з д а н и е

**РАДИОЛОКАЦИЯ,**
**НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов*
*XXVI Международной научно-технической конференции*
*(г. Воронеж, 29 сентября – 1 октября 2020 г.)*

Т о м  5

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 22.09.2020. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 25,7. Тираж 80. Заказ 374

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