

# **RLNC\*2021**

**28 сентября - 30 сентября 2021 г.**

**Сборник трудов**

**XXVII Международной научно-технической конференции  
«Радиолокация, навигация, связь»,  
посвященной  
60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова.**

**Том 3**

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*

*XXVII Международной научно-технической конференции,  
посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова  
(г. Воронеж, 28 сентября – 30 сентября 2021 г.)*

Т о м 3

Воронеж  
Издательский дом ВГУ  
2021

УДК 621.37  
ББК 32  
Р15

P15      **Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (г. Воронеж, 29 сентября – 30 сентября 2021 г.) : в 4 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2021.**

ISBN 978-5-9273-3285-4

Т. 3. – 2021. – 456 с.

ISBN 978-5-9273-3288-5

В сборник вошли материалы XXVII 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 978-5-9273-3288-5 (т. 3)  
ISBN 978-5-9273-3285-4

© Воронежский государственный университет, 2021  
© АО «Концерн “Созвездие”», 2021  
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2021

# **СОДЕРЖАНИЕ**

## **Том 1**

### **Пленарные доклады**

ЕДИНСТВО НАУКИ, ОБРАЗОВАНИЯ И ПРОМЫШЛЕННОСТИ ОСНОВА ИННОВАЦИОННОГО РАЗВИТИЯ ЭКОНОМИКИ

В. И. Борисов ..... 1

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОСВЯЗИ

М. Л. Артемов ..... 7

ФРАКТАЛЬНО-СКЕЙЛЯНГОВЫЙ МЕТОД, ДРОБНЫЕ ПРОИЗВОДНЫЕ И РАЗМЕРНОСТИ КАК ОСНОВА НОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

А. А. Потапов ..... 25

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

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМ ВРЕМЕНЕМ ПРИХОДА

О. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, К. В. Смусева, К. Д. Титов, Г. К. Усков ..... 39

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

И. Я. Львович, Я. Е. Львович, Ю. П. Преображенский, А. П. Преображенский, О. Н. Чопоров .. 49

АНАЛИЗ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ, ВЛИЯЮЩИХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В. В. Кулаков, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, А. Д. Синюк ..... 55

АНАЛИЗ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЦЕССНОГО ПОДХОДА В УПРАВЛЕНИИ СИСТЕМОЙ СВЯЗИ  
М. В. Митрофанов, М. А. Остроумов, О. А. Остроумов, С. Н. Ракицкий, Н. В. Савищенко ..... 62

АНАЛИЗ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А. Ю. Живодерников, М. И. Рафальская, А. Ю. Трофимов, Н. В. Трофимова..... 73

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ПРОЦЕССОРНЫХ УЯЗВИМОСТЕЙ

А. В. Веденеев, С. К. Виктор, И. Н. Малышева..... 80

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИ НЕИДЕАЛЬНОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Д. В. Ле, В. И. Парfenov..... 85

АСПЕКТЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ В КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ А. Н. Асосков, И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк .....	94
ВЕРБАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ЗАЩИТЫ FTP-СЕРВЕРА ОТ СЕТЕВОЙ РАЗВЕДКИ Т. В. Лебедкина .....	98
ВОЗМОЖНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ДЛЯ ВОЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ А. В. Леньшин, А. Д. Музыченко.....	103
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ О. А. Кудрявцев .....	114
ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ICMP-ТУННЕЛЯ, СРАВНЕНИЕ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ И СТРУКТУРЫ ТРАФИКА К. А. Батенков, В. Ю. Головачёв, О. В. Казаков, К. А. Климантов.....	125
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА УСТАНОВЛЕНИЯ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ МЕЖДУ АБОНЕНТСКИМИ СТАНЦИЯМИ В СИСТЕМЕ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ А. А. Парфентьев, В. А. Цимбал .....	131
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СВОЙСТВ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ И МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ВИТЕРБИ А. Б. Сизоненко, Ю. Ю. Синицын .....	138
МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ OFDM СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ РАДИОМОНИТОРИНГА А. Н. Абакумов, И. В. Житков, Р. Р. Саниев.....	144
МЕТОДИКА КОНФИГУРИРОВАНИЯ ПОРТА I/O СОВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПРИМЕРЕ GDM-78341 М. В. Хорошайлова, А. В. Чернышов.....	152
МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИНФОРМАЦИОННОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ИКС КРИТИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ О. А. Кудрявцев .....	158
МОДЕЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ О. А. Кудрявцев .....	168

III

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ МЯГКИХ РЕШЕНИЙ СИМВОЛОВ В ГАУССОВСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ С. В. Шахтанов.....	178
НОВЫЕ АСПЕКТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ Ю. С. Ионенков .....	186
ОДНОКАНАЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА И. И. Малышев, А. И. Мордовин, В. И. Шестопалов .....	195
ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ ВИДЕОИМПУЛЬСА А. В. Зюльков .....	205
ОРГАНИЗАЦИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ТЕРМИНАЛЬНЫХ СТАНЦИЙ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЕТИ А. З. Пономарев, В. В. Самойлов .....	210
ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ УПРЕЖДАЮЩЕГО ВЫПОЛНЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ЗАДАЧ СИСТЕМОЙ КОМПЛЕКСНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ МЕР ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ТЕХНИЧЕСКИМ СРЕДСТВАМ РАЗВЕДКИ Е. В. Кравцов, А. Ю. Кузьмин, А. В. Леньшин, И. А. Сидоренко.....	225
ОЦЕНКА РЕАЛИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ ВЫПОЛНЕНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ О. А. Кудрявцев .....	235
ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ КАК ПРЕДМЕТ РАССМОТРЕНИЯ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ В РАЗРЕЗЕ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, П. А. Замятин .....	248
РАЗРАБОТКА SC И SCL ДЕКОДЕРОВ НА БАЗЕ FPGA ARTIX-7 А. О. Горюнов, Е. К. Карпухина, Н. Ю. Чилихин .....	258
СИСТЕМА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ЛОКОМОТИВНЫХ БРИГАД ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОГО ДВИЖЕНИЯ НА ЖЕЛЕЗНОЙ ДОРОГЕ Д. А. Кравчук, А. А. Панченко .....	266
ТЕХНОЛОГИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ИНВАРИАНТНЫХ К СОСТОЯНИЮ СРЕДЫ ПРИЗНАКОВ ОБЪЕКТОВ НА ИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ Н. С. Береснев, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова, П. С. Сенин .....	272
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЗАГОРИЗОНТНОГО КАНАЛА СВЯЗИ СВЧ ДИАПАЗОНА О. К. Каменцев, А. В. Киселев, Е. И. Рубцов.....	279

**Секция 2. Распознавание и обработка изображений.**

ВЫДЕЛЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА СПЕКЛ-ИЗОБРАЖЕНИЯХ В. Ю. Волков .....	289
ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АППЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ НА ОСНОВЕ НЕЙРОННО-СТАТИСТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА Д. Ю. Дронов, Е. А. Самойлин, К. Е. Скугров, С. В. Татаринцев .....	298
ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИЯ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ИЗ СОЦИАЛЬНЫХ СЕТЕЙ М. С. Германчук, М. Г. Козлова, Л. И. Руденко.....	308
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ СЕГМЕНТАЦИИ А. А. Васильченко, И. В. Керимов, М. Э. Магарамов .....	320
МЕТОДИКА СОЗДАНИЯ БАНКА ДАННЫХ ДАЛЬНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКИХ ПОРТРЕТОВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ С ЦЕЛЬЮ ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕЙ В. А. Кузнецов, Н. А. Меньших, С. О. Митичкин.....	327
ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НАБОРА ДАННЫХ, ПРЕДНАЗНАЧЕННОГО ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ В. М. Брюханов, А. В. Бугурусланов, Е. С. Дмитриев, А. А. Жидков .....	336
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ ДЛЯ УСКОРЕНИЯ ПРОЦЕССА РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ Н. А. Андриянов.....	344
ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЕННОГО МЕТОДА ПРОНИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЙ УРЫСОНА В. А. Белозуб, В. А. Лукьяненко .....	351
РАСПОЗНАВАНИЕ ОБЪЕКТОВ СВЕРТОЧНЫМИ НЕЙРОННЫМИ СЕТЯМИ А. А. Васильченко, И. В. Керимов, А. С. Мельников.....	357
<b>Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.</b>	
АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ СНИЖЕНИЯ УРОВНЯ ПОБОЧНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИНТЕЗАТОРОВ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ А. В. Леншин, В. Н. Тихомиров, Е. В. Шаталов.....	362
АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННОГО КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛА И ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ ПРИ ПОСТРОЕНИИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ Э. В. Аведян, И. А. Галкин, Д. А. Иванов .....	370

АНАЛИЗ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ А. Ю. Живодерников, М. И. Рафальская, А. Ю. Трофимов, Н. В. Трофимова.....	375
БИОМЕТРИЧЕСКОЕ РАСПОЗНАНИЕ С ДВОЙНОЙ АУТЕНТИФИКАЦИЕЙ НА ОСНОВЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, В. Б. Сычужников.....	382
ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ПАРНЫХ СЕТЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В СТАНДАРТАХ IEEE 802.15.3D-2017 И IEEE 802.15.3E-2017 О. В. Бажанова, Е. Э. Головацкая, Ю. Г. Петров, В. А. Степкин, К. Д. Титов.....	387
ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ОСНОД В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ А. А. Мухопадов, А. М. Танвель.....	400
К ВОПРОСУ ПОСТРОЕНИЯ ОБОБЩЁННОЙ МОДЕЛИ СЕТИ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА С. П. Гагарин .....	410

## **Том 2**

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

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ АТАК, ТИПА SQL-INJECTION НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА Э. В. Аведян, С. А. Багрецов, А. С. Фроленков.....	1
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ СТРУКТУРНОГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА Н. Б. Ачкасов, А. С. Фроленков, К. В. Яцук .....	7
МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ УСТОЙЧИВОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В. Е. Тоискин.....	21
ОБ АКТУАЛЬНОСТИ РАЗРАБОТКИ И ВНЕДРЕНИЯ КОМПЛЕКСА ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ СРЕДСТВ И СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ М. А. Белицкий, В. Н. Поветко .....	27
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ РЕГУЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ПРОТОКОЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141B В ДВУХТОЧЕЧНОМ ПАКЕТНОМ КОРОТКОВОЛНОВОМ СОЕДИНЕНИИ В. Б. Девяткиров, П. К. Калач, Д. А. Киреев, М. Ю. Попов, Р. В. Попов.....	32

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГИПЕРЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МЕТОДОМ РЕКУРСИВНОГО ПОДБОРА М. А. Буранова, В. Г. Карташевский .....	43
ОПРЕДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ДОВЕДЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ПО ВЫСОКОСКОРОСТНОМУ КОРОТКОВОЛНОВОМУ ПРОТОКОЛУ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141В П. К. Калач, Д. А. Киреев, М. Ю. Попов, Р. В. Попов, О. Е. Слободсков .....	53
ОПТИМАЛЬНЫЙ НЕКОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМНИК ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин, Г. А. Сенюков, И. А. Сидоренко .....	68
ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ СВЯЗИ И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АВИАЦИОННОГО ФОРМИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ МАНЕВРЕННОГО БАЗИРОВАНИЯ Е. П. Кайдаш, И. С. Назмутдинов .....	76
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых .....	81
ПЕРСПЕКТИВНАЯ БАЗОВАЯ СТАНЦИЯ СОТОВОЙ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА А. А. Болкунов, Л. А. Овчаренко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Ф. С. Сафонов, С. М. Федоров .....	90
ПОДХОД К СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ МАРШРУТИЗАЦИИ В ПАКЕТНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ А. В. Писной .....	98
ПОДХОД К УПРАВЛЕНИЮ СИСТЕМОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ Д. А. Иванов, В. Б. Сычужников, А. С. Фроленков .....	106
СОЗДАНИЕ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ТЕРМИНАЛЬНОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ПО ПРОГРАММЕ «СФЕРА» И. А. Байгутлина, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова .....	116
СОЗДАНИЕ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова .....	130
СПОСОБ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ ОТ ТЕХНИЧЕСКОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ РАЗВЕДКИ О. М. Лепешкин, А. С. Пермяков .....	143

СПОСОБ ОЦЕНКИ МАКСИМАЛЬНОЙ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ МЕЖДУ ВОЗДУШНЫМИ СУДАМИ И РАДИОЦЕНТРАМИ

А. В. Кейстович, М. А. Кириллов ..... 148

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАСПРЕДЕЛЁННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ С НАПРАВЛЕННЫМИ АНТЕННАМИ

Л. И. Аверина, А. Е. Лимарев, Д. Ю. Чаркин ..... 158

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

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ

Д. А. Кравчук ..... 171

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

АДАПТИВНЫЙ СПОСОБ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЛИТЕЛЬНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПРОТЯЖЕННОЙ ПО ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ

К. В. Ле ..... 176

АЛГОРИТМ РАБОТЫ УГЛОВОГО ДИСКРИМИНАТОРА РАДИОЛОКАТОРА СОПРОВОЖДЕНИЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННОЙ ИМИТИРУЮЩЕЙ И МАСКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ

И. В. Чигирь ..... 196

АНАЛИЗ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ ROOT-MUSIC

Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музafferов, Т. И. Тагаев ..... 201

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ESPRIT ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАЗРАШЕНИЯ ДВУХ САМОЛЕТОВ, РАЗНЕСЕННЫХ НА МАЛОЕ УГЛОВОЕ РАССТОЯНИЕ, В АЭРОПОРТУ

Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музafferов, Т. И. Тагаев ..... 206

ВЫБОР ЗНАЧЕНИЙ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ БОРТОВОГО РАДИОЛОКАТОРА, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ РАСКРЫТИЕ «СЛЕПЫХ» ЗОН ПО ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ

М. В. Свинарский, А. С. Храменков, С. Н. Ярмолик ..... 213

ГОЛОГРАФИЧЕСКИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

М. С. Таратынко, И. А. Титов, В. О. Шатилов, А. В. Шляхов ..... 220

ДАЛЬНОМЕР С НЕПРЕРЫВНЫМ ЛЧМ СИГНАЛОМ И КОНТУРОМ ФАПЧ В КАЧЕСТВЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ

А. А. Монаков, А. А. Тарасенков ..... 226

ДВУХДИАПАЗОННАЯ ИЗЛУЧАЮЩАЯ СИСТЕМА АФАР РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ РАБОТЫ В Х- И Л-ДИАПАЗОНАХ ЧАСТОТ В. В. Задорожный, Н. И. Чиков .....	236
ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ И НАКАПЛИВАЮЩАЯСЯ ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ В УСЛОВИЯХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ В. М. Артюшенко, В. И. Воловач.....	241
ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОДИАПАЗОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ Е. А. Аликулов, В. А. Кузнецов, А. А. Потапов .....	251
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗАДАЧ ПЕЛЕНГАЦИИ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ АЛГОРИТМОМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ MUSIC Н. А. Венедиктов, А. К. Ермаков, Н. В. Поваренкин.....	258
К ВОПРОСУ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ РЛС ЗГО И. А. Глинкин, А. А. Кашеваров, С. В. Литвинов.....	268
МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ УРОВНЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ С. А. Мочалов, А. В. Тихонов .....	276
МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР ГАРМОНИК Д. А. Будаев, С. Н. Власенко, В. В. Задорожный, М. М. Мусаев .....	285
МОДЕЛЬ СЛЕДЯЩЕГО КОЛЬЦА РАДИОВЫСОТОМЕРА С НЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ М. Ю. Нестеров .....	290
МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА ОБЗОРА ЭХОЛОКАТОРА В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ Ю. В. Бакшеева .....	297
ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ РАСЧЕТА КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ОТРАЖЕНИИ РАДИОВОЛНЫ ОТ ИОНОСФЕРНОГО СЛОЯ В РАМКАХ МОДЕЛИ СФЕРИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ Н. Е. Гутерман, А. В. Данилова, М. Л. Минина .....	304
ОБОСНОВАНИЕ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музафаров, Т. И. Тагаев.....	312

ОТЛИЧИЯ В МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЯХ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ НЕСУЩЕГО ВИНТА ВЕРТОЛЕТА В БИСТАТИЧЕСКОЙ И ОДНОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ	
А. В. Толмачёв.....	317
ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОЛУЧЕННОГО КОГЕРЕНТНЫМ СЛОЖЕНИЕМ	
А. А. Березин, А. В. Морозов, Д. А. Мусин, Д. В. Мутрисков .....	329
ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ИОНОСФЕРЫ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПОДСТРОЙКИ К ГЕОФИЗИЧЕСКИМ УСЛОВИЯМ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ	
С. В. Литвинов.....	333
РАЗНОСТНО-РАДИАЛЬНО-СКОРОСТНОЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕРИИ АБОНЕНТСКОГО ТЕРМИНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕФЕРЕНЦ-ЭЛЛИПСОИДА	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	342
СИНТЕЗ АЛГОРИТМА МЕЖОБЗОРНОГО НАКОПЛЕНИЯ НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ	
В. А. Белокуров .....	351
СПОСОБ СОПОСТАВЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПАССИВНЫХ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ	
А. Г. Охрименко.....	357
СПОСОБЫ КОГЕРЕНТНОГО СЛОЖЕНИЯ ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ	
А. А. Березин, А. В. Морозов, Д. А. Мусин, Д. В. Мутрисков .....	364
УЧЕБНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ИССЛЕДОВАНИЯ АНТЕНН БЕСПРОВОДНОЙ ЗАРЯДКИ	
А. В. Володько, Д. А. Рыбников, А. И. Сукачев, Е. А. Сукачева .....	369
<b>Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.</b>	
<b>Гидроакустика. Системы наведения.</b>	
ПОДХОДЫ К ЛОКАЦИИ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ	
В. К. Клочко.....	376
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЙ ПОИСК ПОДВОДНОГО ОБЪЕКТА В УСЛОВИЯХ МЕШАЮЩЕГО СУДОХОДСТВА	
В. Г. Арсентьев, Г. И. Криволапов.....	386

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА СТАЦИОНАРНОГО ИСТОЧНИКА ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ВНУТРЕННИХ ВОЛН ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО АКУСТИЧЕСКОЙ ТРАССЕ

Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий, П. В. Рыбянец ..... 402

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ  
А. В. Коровин ..... 410

## Том 3

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

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ГНСС, ПРИНИМАЕМЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫМ РАДИОПРИЕМНИКОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИИ

А. Ю. Востров ..... 1

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИМИТИРУЮЩИЕ ПОМЕХИ В НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

С. А. Истомин, П. Д. Коратаев, Ю. В. Кузменко, В. В. Неровный, П. С. Облов ..... 18

О КОЛИЧЕСТВЕННОЙ МЕРЕ ИНФОРМАЦИИ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, Ю. Ф. Мухопад, В. М. Орловский ..... 24

ОДНОПОЗИЦИОННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИСТАНЦИИ ДО ОБЪЕКТА В ПАССИВНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ ЛОКАТОРА

Ю. В. Петров ..... 34

ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНИКОВ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС, РАБОТАЮЩЕЙ С СИГНАЛАМИ ПОДСИСТЕМЫ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДОПОЛНЕНИЯ

М. В. Авдеев, Н. В. Дубинин, Д. В. Шатов ..... 39

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЯ РАДИОМАЯКОВ НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНОГО КОМПЛЕКСА

П. И. Костенко, И. А. Пилипенко, О. А. Сафарьян ..... 46

ПРИМЕНЕНИЕ РАДИООПТИЧЕСКИХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В СУДОХОДСТВЕ  
Е. Л. Шошин ..... 53

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ VOR/DME ДЛЯ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ НОВОСИБИРСКОГО ЦЕНТРА ОВД	
К. Г. Мордвинова, Е. А. Рубцов .....	63
РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ	
П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный, В. В. Цитиридис, С. А. Черкасов.....	74
СПОСОБ НАВИГАЦИИ ПО ВЕКТОРНОМУ ПОЛЮ СИЛ КОРИОЛИСА ЗЕМЛИ	
В. А. Шульгин .....	81
СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ	
М. В. Авдеев, Д. А. Беляев, Е. С. Глухов .....	88
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ ГНСС	
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, В. В. Филоненко .....	95
ФОРМИРОВАНИЕ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ	
Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий.....	103
<b>Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.</b>	
АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РЛС ПРИ НАЛИЧИИ ШУМОВЫХ ПОМЕХ	
Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов .....	113
АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ	
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, Ю. Э. Корчагин, К. В. Смусева, Г. К. Усков .....	125
ВЛИЯНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ	
Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов .....	132
К 70-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ А. А. ПОТАПОВА	
Оргкомитет конференции «Радиолокация, навигация, связь» .....	141
ПРИНЦИПЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ «УМНЫЙ ДОМ»	
А. М. Бобрешов, А. С. Величкина.....	148

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

АЛГОРИТМ РАБОТЫ УНИВЕРСАЛЬНОГО АНТЕННОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ТИПА	
И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов.....	155
АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ АППАРАТУРЫ НАВЕДЕНИЯ РАКЕТ И ПОДКАЛИБЕРНЫХ СНАРЯДОВ НА ОСНОВЕ АНТЕНН ВИВАЛЬДИ	
А. В. Негров, В. В. Негров, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин.....	161
ВЛИЯНИЕ ПЕРКОЛЯЦИОННОГО ПЕРЕХОДА НА ОТРАЖАЮЩИЕ И ПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА ТОНКИХ ПЛЕНОК АЛЮМИНИЯ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ	
С. П. Арсеничев, А. С. Мазинов, В. Б. Орленсон, И. Ш. Фитаев .....	171
ВЛИЯНИЕ ШИРИНЫ ЗАЗОРА НА ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ТОНКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА	
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....	178
ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОПТИЧЕСКИХ КЛЮЧЕЙ В ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ АНТЕННАХ	
С. В. Малюкова .....	181
ВЫЧИСЛЕНИЕ КРАЕВОЙ ВОЛНЫ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ ИДЕАЛЬНО-ПРОВОДЯЩЕГО КЛИНА НИТЬЮ ТОКА	
В. В. Ахияров .....	186
ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ВБЛИЗИ ЗЕМЛИ С УЧЕТОМ ТРОПОСФЕРНОГО РАССЕЯНИЯ	
В. В. Ахияров .....	193
ИЗЛУЧАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ С ПОДЛОЖКАМИ ИЗ ПЛАНАРНОГО КИРАЛЬНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ S-ЭЛЕМЕНТОВ И ГАММАДИОНОВ	
А. М. Нещерет .....	200
ИЗЛУЧЕНИЕ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА ЧЕРЕЗ НЕОДНОРОДНУЮ ТЕПЛОЗАЩИТУ	
И. В. Мажник, В. Ф. Михайлов .....	205
ИЗМЕРЕНИЕ АПЕРТУРНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ АНТЕНН В ЗОНЕ БЛИЖНЕГО ИЗЛУЧЕННОГО ПОЛЯ	
Ю. Е. Седельников, Т. Р. Шагвалиев.....	213
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА В РОЛИ ВОЛНОВОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ	
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров.....	219

XIII

ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ С ЕМКОСТНОЙ ВСТАВКОЙ А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков .....	228
ИССЛЕДОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С НАПРАВЛЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ПО АЗИМУТУ И УГЛУ МЕСТА В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОВЧ-СИГНАЛОВ Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков .....	233
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛОСКОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА П-ВОЛНОВОДАХ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ Г. Ф. Заргано, А. О. Пелевин .....	241
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕМ-РУПОРНЫХ АНТЕНН ПРИ РАЗЛИЧНЫХ РАЗМЕРАХ АПЕРТУРЫ А. М. Бобрешов, А. И. Пикус, Н. С. Сбитнев, К. В. Смусева, Г. К. Усков .....	249
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛОЙ АНТЕННЫ УКВ ДИАПАЗОНА, В СОСТАВЕ КОТОРОЙ ИСПОЛЬЗУЕТСЯ ФЕРРИТ В. В. Блинов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин .....	254
ИССЛЕДОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ СВОЙСТВ ЭКРАНОВ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА В ЦЕЛЯХ УВЕЛИЧЕНИЯ РАЗВЯЗКИ МЕЖДУ ВИБРАТОРАМИ М. А. Бузова, А. Д. Красильников, Н. А. Носов, А. В. Шляхов .....	261
КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ РАДИОСВЯЗИ А. Ю. Лафицкий, А. И. Поздняков .....	264
МЕТОД МАТРИЧНОГО СИНТЕЗА ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С КОМПЕНСАЦИОННЫМ КАНАЛОМ А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, А. С. Помысов, А. К. Цымбалистова, В. Н. Шацкий .....	276
МЕТОД МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМ В ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННАХ В. Н. Атрохов, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий .....	287
МЕТОД МУЛЬТИФОКУСИРОВКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ Д. А. Веденъкин, А. Р. Сагдиева .....	299
МЕТОДИКА РАСЧЁТА КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ КОЛЬЦЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ И АДАПТАЦИЯ ИЗДЕЛИЯ К ТЕХНИЧЕСКОМУ СОСТОЯНИЮ В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ Е. В. Аверина, Н. О. Левенков, Ж. В. Шапошникова .....	304

МЕТОДИКА РАСЧЁТА ОСЛАБЛЕНИЯ НАПРЯЖЁННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ПРОТЯЖЁННОМ ЭКРАНИРОВАННОМ ТОННЕЛЕ	
А. Л. Бузов, Ю. И. Кольчугин, А. Д. Красильников, А. И. Моторко .....	312
МИНИМИЗАЦИЯ ЭПР САМОЛЕТА В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ УГЛА НАКЛОНА ВЕРТИКАЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ	
Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров .....	317
О ВОЗМОЖНОСТИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО РАДИОИМПУЛЬСА, ДЕФОРМИРОВАННОГО ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ МЕЖПЛАНЕТНОЙ ТРАССЫ	
Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев .....	327
О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАИЯ ПРОГРАММЫ HFSS ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ	
Т. В. Митрофанова, В. А. Фролова .....	335
ОЦЕНКА ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ ИМПУЛЬСОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ	
А. А. Волков .....	339
ОЦЕНКА ЧИСЛА ФРАГМЕНТОВ УПРАВЛЯЕМОГО ПАССИВНОГО ЭЛЕМЕНТА ДЛЯ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ	
А. С. Ряховский, Н. А. Синицын .....	347
ПОВЫШЕНИЕ СКРЫТНОСТИ РАДИОСВЯЗИ В VHF ДИАПАЗОНЕ ПОСРЕДСТВОМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЛАЗМЕННЫХ АНТЕНН	
И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, С. М. Федоров .....	352
ПОДЗЕМНАЯ РЕЗОНАТОРНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН	
А. В. Иванов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин .....	359
ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ	
Д. С. Алиев, А. В. Иванов, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Е. С. Чесноков .....	367
ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ОПТИМАЛЬНОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ КВ РАДИОЛИНИЙ С УЧЕТОМ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ИОНОСФЕРЫ	
Ф. Х. Киеу, В. Д. Нгуен, Ж. М. Нгуен .....	373
ПРОДОЛЬНЫЕ ВОЛНЫ В РАДИОСВЯЗИ	
Б. М. Попов .....	380

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕСУЩЕЙ, ОПИСЫВАЕМОЙ ТЕНТ-ОТОБРАЖЕНИЕМ, В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ	
Б. В. Лепехин, Г. М. Стрелков .....	388
РАСЧЕТ МОНОХРОМАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ АПЕРТУРНОЙ АНТЕННЫ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ	
Б. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков.....	398
РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЙ РЕФЛЕКТОР НА ОСНОВЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА	
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров.....	406
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА РАМОЧНОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЕ	
С. А. Коршунов .....	412
СКАНИРУЮЩИЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЛЯ РЕТРАНСЛЯТОРОВ СВЯЗИ НА ВЫСОКОПОДНЯТЫХ АЭРОСТАТНЫХ ПЛАТФОРМАХ	
Д. Ю. Крюков, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, В. И. Штефан .....	416

#### Том 4

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

СОВМЕСТНОЕ ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И ПАКЕТОВ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ	
А. В. Богословский, Д. Н. Борисов, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова .....	1
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ РАСЧЁТА РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА ВОДЯНЫХ СФЕРОИДАХ	
А. А. Афонин, В. А. Тимофеев.....	13
ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА КВ ТРАССАХ БОЛЬШОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ	
Р. К. Борлаков, Г. Г. Вертугров .....	20
УМЕНЬШЕНИЕ ГАБАРИТНЫХ РАЗМЕРОВ ПОДЗЕМНОЙ АНТЕННЫ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТАМАТЕРИАЛЬНОЙ ПОДЛОЖКИ	
А. В. Иванов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин.....	34
ХАРАКТЕРИСТИКИ БЫСТРОРАЗВЕРТЫВАЕМЫХ АНТЕНН ДКМВ ДИАПАЗОНА С УЧЕТОМ ПАРАМЕТРОВ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ	
П. И. Бондарь, А. В. Карлов, М. А. Минкин, К. И. Пестовский.....	45

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ  
ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ  
А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков..... 51

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕТОК ВИБРАТОРОВ ДЛЯ  
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ  
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, Ю. В. Сторожук, А. В. Тимошенко..... 61

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ  
ПОДВЕСНОЙ СИСТЕМЫ ПАРАШЮТА ПРИ ЕЕ ВОЗБУЖДЕНИИ ВИДЕОИМПУЛЬСАМИ  
А. А. Волков, П. А. Трифонов ..... 68

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

ВЛИЯНИЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ АДДИТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ НА  
ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА  
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач..... 76

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ  
КВАЗИПРАВДОПОДОБНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ  
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА  
Е. Э. Головацкая, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов..... 86

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТЕЙ СИМВОЛЬНЫХ ОШИБОК ПРИЕМА 8-PSK  
СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ С ФАЗОВОЙ И КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ  
МОДУЛЯЦИЕЙ  
А. В. Крисилов, В. В. Машин ..... 102

ПАССИВНЫЕ СРЕДСТВА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ  
ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ НА ОСНОВЕ  
РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ  
С. А. Вызуллин, Д. А. Каликинцева ..... 107

ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ  
СРЕДСТВАМ СИСТЕМ ОПОЗНАВАНИЯ  
В. В. Лебедев, А. В. Леньшин..... 115

ПОСТРОЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЁННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ В  
УСЛОВИЯХ РАЗВЁРТЫВАНИЯ НОВЫХ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ  
ГРУППИРОВОК  
А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова..... 124

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ ПОДХОДОВ К ФИЛЬТРАЦИИ ГАРМОНИЧЕСКОГО  
СИГНАЛА  
Э. А. Кирсанов..... 134

ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ. ИХ РАЗВИТИЕ В БУДУЩЕМ Ю. Е. Седельников, Д. Е. Шаронов .....	140
<b>Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.</b>	
ВАКУУМ-ПЛОТНОЕ ОКНО ВЫВОДА ЭНЕРГИИ СВЧ НА ОСНОВЕ СТУПЕНЧАТОГО КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА Б. М. Кац, К. А. Саяпин.....	145
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СЖАТИЯ ПИКОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А. Д. Рязанцев, В. А. Степкин, К. Д. Титов, Г. К. Усков.....	150
К ОБЕСПЕЧЕНИЮ НЕПРЕРЫВНОСТИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ Э. С. Назарова, М. В. Родин.....	158
КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО ВИРТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА А. Р. Бестугин, И. А. Киршина, В. П. Рачков, А. Д. Филин .....	164
МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА А. М. Бобрешов, А. Г. Кошелев, Е. В. Лаптиёв, А. Ю. Харина .....	178
МЕТОДИКА РАСЧЕТА И ОПТИМИЗАЦИИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТАХ Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко .....	185
НЕПЛАНАРНЫЕ СВЧ БРЭГГОВСКИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ И ЖИДКИХ СРЕД Т. М. Ишкаев, А. Р. Насыбуллин, Р. В. Фархутдинов .....	194
ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ BLUETOOTH А. Б. Токарев, И. С. Фаустов .....	199
ОПТИМИЗАЦИЯ ИТЕРАЦИЙ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ЦИКЛА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОБРАЗЦА МАТЕРИАЛА К. М. Зейде.....	207
ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АВТОГЕНЕРАТОРОВ-ДАТЧИКОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ВКЛЮЧЁННЫМИ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНЫМИ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКАМИ В. А. Головков .....	214

XVIII

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ С. В. Рудый, А. Д. Старченко, В. В. Харченко, Д. В. Харченко .....	225	
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ КОМПЛЕКСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В. А. Головков .....		232
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ РЕАКТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ А. А. Головков, В. А. Головков .....		244
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ РЕЗИСТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ А. А. Головков, В. А. Головков .....		252
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В. А. Головков .....		265
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РЕАКТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ А. А. Головков, В. А. Головков .....		277
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РЕЗИСТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ А. А. Головков, В. А. Головков .....		288
ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В КАНАЛАХ РАДИОТЕЛЕМЕТРИИ А. А. Васильченко, И. В. Керимов, Д. А. Ковальков, В. С. Коротков .....		301
ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С ДВОЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ А. Ф. Васильев, В. Д. Захарченко.....		307

РАЗРАБОТКА МОДУЛЕЙ КАЛИБРОВКИ КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ЭМП НА ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА

Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромашенко, И. В. Свиридова, А. В. Суворин ..... 314

СПОСОБЫ ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

С. В. Власенков, И. С. Коренев ..... 320

СТРОБОСКОПИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ФАЗОВОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ОПОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

О. В. Пак ..... 327

ТИПЫ КОННЕКТОРОВ И МЕТОД СОГЛАСОВАНИЯ КОАКСИАЛЬНО-ПОЛОСКОВОГО ПЕРЕХОДА

О. Т. Драк ..... 336

**Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.**

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОБРАБОТКЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

А. А. Петровченко, К. Н. Чугай ..... 344

**Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи.**

**Когнитивное радио.**

КЛАССИФИКАЦИЯ ДВИГАТЕЛЬНОЙ АКТИВНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

А. Н. Голубинский, М. Н. Данильченко, А. Б. Муравник, Н. М. Рябков ..... 349

МЕТОДИКА СИНТЕЗА КОМПЛЕКСА СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ ТЕНЗОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ К ВИДУ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМ

К. В. Никульшин, М. В. Павловский, А. С. Рыжков ..... 357

МЕТОДИКА СОСТАВЛЕНИЯ ГОДОВОГО ПЛАНА ЭКСПЛУАТАЦИИ И РЕМОНТА ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

М. Д. Михайлов, К. В. Никульшин, М. В. Павловский ..... 375

МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА ИНФОРМАЦИОННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

В. О. Ключников, П. В. Лебедев, С. М. Одоевский ..... 389

О ТЕХНОЛОГИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В КОГНИТИВНОМ РАДИО

М. А. Белицкий, А. Б. Муравник, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова, П. С. Сенин ..... 394

ОСОБЕННОСТИ АРХИТЕКТУР СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ  
МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В. С. Артамонов, А. Н. Буренин..... 400

ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ РАЗМЕЩЕНИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ В ЗАДАЧАХ ЧАСТОТНО-  
ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Е. Н. Зуев..... 407

# МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ГНСС, ПРИНИМАЕМЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫМ РАДИОПРИЕМНИКОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИИ

А. Ю. Востров<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предложен одноэтапный алгоритм оценивания угловой ориентации подвижного объекта по сигналам ГНСС с помощью многоканального радиоприемника и произвольной антенной системы с известной характеристикой направленности. Синтезирована решающая функция оценивания угловой ориентации подвижного объекта, выведены выражения её первых и вторых производных. Получена оценка точности оценивания углов ориентации для случая приема навигационных сигналов на фоне независимых гауссовых шумов в каналах приемника по неравенству Рао-Крамера.

**Ключевые слова:** глобальная навигационная спутниковая система, многоканальный радиоприемник, комплексная амплитуда, напряженность поля, радиоволна, антенная система, углы Эйлера, граница Рао-Крамера.

## MAXIMUM LIKELY EVALUATION OF MOVING OBJECT ANGULAR ORIENTATION BY GNSS SIGNALS RECEIVED BY A MULTICHANNEL RADIO WITH AN ANTENNA SYSTEM OF ARBITRARY CONFIGURATION

A. Yu. Vostrov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

**Abstract.** Proposed a one-stage algorithm for estimating of mobile object angular orientation based on signals from GNSS using a multichannel radio receiver and an arbitrary antenna system with a known directional characteristic. Synthesized the decisive function for estimating of mobile object angular orientation, derived expressions for its first and second derivatives. Obtained the orientation angles estimation accuracy for the case of receiving navigation signals against the background of independent Gaussian noises in the receiver channels using the Rao-Cramer inequality.

**Keywords:** global navigation satellite system, multichannel radio, complex amplitude, field strength, radio wave, antenna system, Euler angles, Rao-Kramer boundary.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В [1, 2] информативными измеряемыми величинами в задаче оценивания пространственной ориентации подвижного объекта (ПО) по сигналам ГНСС являются определенные одновременно в нескольких разнесенных в пространстве антенах комплексные амплитуды сигналов навигационных космических аппаратов (НКА) ГНСС, полученные при корреляционной обработке или их фазы.

На практике возможно переотражение сигнала элементами антенной системы (АС) или элементами корпуса ПО, что приводит к искажению измеряемых величин. С этим явлением можно бороться конструктивно, оптимально размещая антенные элементы,

аппаратно, используя согласованные с поляризацией прямого сигнала НКА антенны или специальные антенны, снижающие влияние многолучевого распространения сигналов [2], а также возможно программное решение, основанное на более точной модели сигнала в точке приема. Так в [3, 4] было предложено характеризовать АС векторной комплексной диаграммой направленности (ВКДН) – зависящим от направления прихода плоской гармонической радиоволны некоторой усредненной частоты вектором комплексных коэффициентов преобразования комплексной амплитуды напряженности поля этой радиоволны в фазовом центре (ФЦ) АС в комплексные амплитуды напряжений на номинальных нагрузках, подключенных к выходам АС.

## 2. ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Геоцентрическая система координат  $\Sigma^G = \{O^G, X^G, Y^G, Z^G\}$  (рисунок 1)

представляет собой правую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало  $O^G$  которой совпадает с центром масс Земли, ось абсцисс  $O^G X^G$  лежит в плоскости Гринвичского меридиана, ось аппликат  $O^G Z^G$  направлена к условному земному полюсу, а ось ординат  $O^G Y^G$  дополняет систему до правой пространственной прямоугольной декартовой системы координат [5, 6]. Координаты местоположения и параметры движения НКА ГНСС, как правило, задаются в  $\Sigma^G$ .

Нормальная система координат  $\Sigma^H = \{O^H, X^H, Y^H, Z^H\}$  (рисунок 1) представляет собой подвижную левую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало  $O^H$  которой фиксировано по отношению к корпусу ПО, ось абсцисс  $O^H X^H$  лежит в нормальной плоскости местной вертикали и направлена на географический Север, ось аппликат  $O^H Z^H$  направлена вверх по местной вертикали, а ось ординат  $O^H Y^H$  дополняет систему до левой пространственной прямоугольной декартовой системы координат [5, 6].

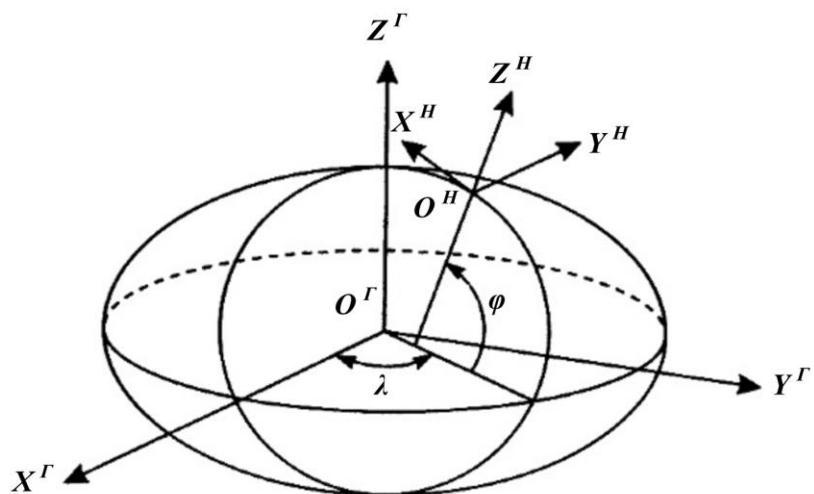


Рис. 1. Положение  $\Sigma^H$  относительно  $\Sigma^G$

Связанная с ПО система координат [7]  $\Sigma^\Pi = \{O^\Pi, X^\Pi, Y^\Pi, Z^\Pi\}$  представляет собой левую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало  $O^\Pi$  которой фиксировано по отношению к корпусу ПО, ось абсцисс  $O^\Pi X^\Pi$  совпадает с продольной осью ПО, ось ординат  $O^\Pi Y^\Pi$  совпадает с поперечной осью ПО, а ось аппликат  $O^\Pi Z^\Pi$  совпадает с нормальной осью ПО и дополняет  $O^\Pi X^\Pi$  и  $O^\Pi Z^\Pi$  до левой тройки векторов.

Далее будем полагать, что  $O^H$  и  $O^\Pi$  совпадают с ФЦ АС.

Угловая ориентация  $\Sigma^H$  относительно  $\Sigma^\Gamma$  однозначно определяется матрицей вращения размера  $3 \times 3$  направляющих косинусов осей  $\Sigma^H$  относительно осей  $\Sigma^\Gamma$ , которая однозначно определяется географическими координатами: углом широты –  $\varphi$  и долготы –  $\lambda$  [6, 7].

Матрица поворота из  $\Sigma^\Gamma$  в  $\Sigma^H$  имеет вид:

$$\mathbf{M}_\Gamma^H = \begin{pmatrix} -\sin \varphi \cdot \cos \lambda & -\sin \varphi \cdot \sin \lambda & \cos \varphi \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ \cos \varphi \cdot \cos \lambda & \cos \varphi \cdot \sin \lambda & \sin \varphi \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Угловая ориентация  $\Sigma^\Pi$  ПО относительно  $\Sigma^H$  однозначно определяется матрицей вращения размера  $3 \times 3$  направляющих косинусов осей  $\Sigma^\Pi$  относительно осей  $\Sigma^H$ , которая однозначно определяется тремя углами Эйлера: углом курса –  $\psi$ , тангажа –  $\mu$  и крена –  $\vartheta$  [7].

$\psi$  – угол между  $O^H X^H$  и проекцией на нормальную плоскости местной вертикали положительного направления  $O^\Pi X^\Pi$ , измеряемый в градусах в пределах от  $0^\circ$  до  $360^\circ$  и отсчитываемый от  $O^H X^H$  по ходу часовой стрелки, если смотреть по местной вертикали вниз.

$\mu$  – угол между  $O^\Pi X^\Pi$  и нормальной плоскостью местной вертикали, измеряемый в градусах в пределах от  $0^\circ$  до  $\pm 90^\circ$ , отсчитываемый от упомянутой плоскости с положительным или отрицательным знаками, в случае если положительное направление  $O^\Pi X^\Pi$  находится соответственно выше или ниже упомянутой плоскости.

$\vartheta$  – угол между  $O^\Pi Y^\Pi$  и  $O^H Y^H$ , смещенной в положение, при котором угол курса равен нулю. Угол крена измеряется в градусах в пределах от  $0^\circ$  до  $\pm 180^\circ$  и отсчитывается от  $O^H Y^H$  с положительным или отрицательным знаками, в случае если положительное направление  $O^H Y^H$  совмещается с положительным направлением  $O^\Pi Y^\Pi$  поворотом вокруг  $O^\Pi X^\Pi$  соответственно по ходу или против хода часовой стрелки, если смотреть в положительном направлении  $O^\Pi X^\Pi$ .

В рассматриваемой задаче, упомянутая матрица вращения, имеет вид:

$$\mathbf{M}_H^{\Pi} = \begin{pmatrix} \cos \psi \cdot \cos \mu & \sin \psi \cdot \cos \mu & \sin \mu \\ -\sin \psi \cdot \cos \vartheta + \cos \psi \cdot \sin \mu \cdot \sin \vartheta & \cos \psi \cdot \cos \vartheta + \sin \psi \cdot \sin \mu \cdot \sin \vartheta & -\cos \mu \cdot \sin \vartheta \\ -\sin \psi \cdot \sin \vartheta - \cos \psi \cdot \sin \mu \cdot \cos \vartheta & \cos \psi \cdot \sin \vartheta - \sin \psi \cdot \sin \mu \cdot \cos \vartheta & \cos \mu \cdot \cos \vartheta \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Направление прихода плоской волны в  $\Sigma^{\Pi}$  задается вектором-столбцом направляющих косинусов  $\mathbf{n}^{\Pi}$ , который однозначно определяется углом азимута –  $\alpha$  и углом места –  $\varepsilon$ .

$\alpha$  – угол между проекцией  $\mathbf{n}^{\Pi}$  на азимутальную плоскость, содержащую  $O^{\Pi}X^{\Pi}$  и  $O^{\Pi}Y^{\Pi}$  и положительным направлением  $O^{\Pi}X^{\Pi}$ , измеряемый в градусах в пределах от  $0^{\circ}$  до  $360^{\circ}$  и отсчитываемый от положительного направления  $O^{\Pi}X^{\Pi}$  по ходу часовой стрелки, если смотреть в направлении навстречу положительному направлению  $O^{\Pi}Z^{\Pi}$ .

$\varepsilon$  – угол между  $\mathbf{n}^{\Pi}$  и его проекцией на азимутальную плоскость, измеряемый в градусах в пределах от  $0^{\circ}$  до  $\pm 90^{\circ}$  с положительным или отрицательным знаками, в случае если  $\mathbf{n}^{\Pi}$  находится соответственно выше или ниже азимутальной плоскости.

Вектор-столбец  $\mathbf{n}^{\Pi}$  направляющих косинусов в  $\Sigma^{\Pi}$  связан с углом азимута  $\alpha$  и углом места  $\varepsilon$  соотношением:

$$\mathbf{n}^{\Pi} = \begin{pmatrix} n_x^{\Pi} \\ n_y^{\Pi} \\ n_z^{\Pi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha \cdot \cos \varepsilon \\ \sin \alpha \cdot \cos \varepsilon \\ \sin \varepsilon \end{pmatrix}, \quad (3)$$

Векторы-столбцы направляющих косинусов  $\mathbf{n}^{\Pi}$  в  $\Sigma^{\Pi}$ ,  $\mathbf{n}^H$  в  $\Sigma^H$  и  $\mathbf{n}^G$  в  $\Sigma^G$  связаны через широту и долготу (1) и углы Эйлера (2) соотношениями:

$$\mathbf{n}^{\Pi} = \mathbf{M}_H^{\Pi} \cdot \mathbf{n}^H = \mathbf{M}_H^{\Pi} \cdot \mathbf{M}_G^H \cdot \mathbf{n}^G. \quad (4)$$

### 3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Упрощенная модель сигнала НКА – зависящая от бортового времени величина тока в передающей антенне с учетом полной модуляции этого тока дальномерным кодом и навигационным сообщением имеет вид:

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \pi \cdot \vartheta(t)), \quad (5)$$

где  $A$  – амплитуда несущего сигнала,  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  – циклическая частота несущего сигнала,  $\vartheta(t)$  – функция фазовой манипуляции.

Наличие фазовой манипуляции несущей сигнала НКА приводит к расширению спектра сигнала, однако далее будем полагать, что модуляция не влияет на ВКДН АС, т.к. её частота на три порядка меньше несущей [2].

Сигнал НКА  $s'(t)$  на входе АС ПО – зависящая от местного времени ПО величина напряженности электромагнитного поля, создаваемого излучением данного НКА в точке ФЦ АС. Относительно этой точки известна (заранее измерена, или вычислена, или может

быть вычислена в реальном времени вместе с производными) ВКДН данной АС на данном ПО. В силу линейности электродинамики сигнал (5) преобразуется в сигнал  $s'(t)$  с помощью амплитудного множителя, учитывающего эффективность передающей антенны и затухание поля на трассе распространения, временного сдвига, учитывающего задержку распространения и взаимный сдвиг временных шкал НКА и ПО, и частотного сдвига, обусловленного эффектом Доплера и зависящего от радиальной взаимной скорости НКА и ПО.

Сигнал данного НКА  $\dot{\mathbf{v}}(t)$  в виде вектора-столбца напряжений на входах  $N$ -канального радиоприемника получается из сигнала  $s'(t)$  при известной ориентации на НКА в  $\Sigma^{\Pi}$  ПО умножением на значение ВКДН, соответствующее этой ориентации:  $\dot{\mathbf{v}}(t) = s'(t) \cdot \dot{\mathbf{H}}(\alpha(t), \varepsilon(t))$ .

Совместной цифровой обработке с целью извлечения навигационной информации, в том числе, об угловой ориентации ПО, подвергается временная последовательность цифровых отсчетов суммы сигналов  $\dot{\mathbf{v}}(t)$ , создаваемых всем видимым созвездием НКА плюс последовательность отсчетов внесистемного шума. Длительность такой выборки должна соответствовать одному или нескольким периодам дальномерного кода. Необходимой задачей такой обработки является разделение аддитивной смеси на сигналы известной формы, излучаемые разными НКА. Эта задача одновременно с задачей оценивания параметров навигационных сигналов решается корреляционной обработкой.

Чтобы в  $N$  пространственных каналах приемника выделить из принимаемой аддитивной смеси сигнал некоторого НКА на входы опорного сигнала корреляторов подается один и тот же сигнал, адаптированный по параметрам задержки и доплеровского смещения  $s'(t)$  данного НКА, вычисленных следящей системой в одном из пространственных каналов. Если за время интегрирования угол азимута и угол места направления на данный НКА изменились незначительно, то вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений  $\dot{\mathbf{V}}$  на выходах канальных корреляторов можно представить в виде скалярного умножения комплексной амплитуды напряженности  $s'(t)$  в ФЦ АС на ВКДН, соответствующей направлению на данный НКА при данной ориентации ПО.

Рассмотрим случай приема плоских волн излучаемых  $M \geq 3$  НКА с помощью АС произвольной конфигурации, имеющей  $N \geq 2$  выходов, подключаемых к входам  $N$ -канального радиоприемника с идентичными синфазными пространственными каналами, подразумевая, что сигналы подвержены некоторому искажению из-за переотражения.

Пусть имеется серия из  $R$  наблюдений сигналов  $M$  НКА одинаковой длительности  $T$ , например 1 мс – длительность дальномерного кода. Для сигнала  $j$ -го НКА,  $j = \overline{1, M}$ , измеренного в  $r$ -й серии наблюдений,  $r = \overline{1, R}$ , комплексные амплитуды напряжений на

выходах канальных корреляторов представим в виде  $N$ -компонентного вектора-столбца  $\dot{\mathbf{V}}_{j,r}$ , который можно также представить в виде аддитивной смеси:

$$\dot{\mathbf{V}}_{j,r} = \dot{E}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}(\alpha_{j,r}, \varepsilon_{j,r}) + \dot{\xi}_{j,r}, \quad (6)$$

где  $\dot{E}_{j,r}$  – комплексная амплитуда напряженности электрической составляющей поля принимаемой электромагнитной волны, приходящей в ФЦ АС с направления  $\mathbf{n}_j^\Pi$  заданного углом азимута  $\alpha_{j,r}$  и углом места  $\varepsilon_{j,r}$ ;  $\dot{\mathbf{H}}(\alpha_{j,r}, \varepsilon_{j,r})$  –  $N$ -мерный комплексный вектор-столбец, элементы которого являются коэффициентами пропорциональности между амплитудой  $\dot{E}_{j,r}$  напряженности поля принимаемой волны в ФЦ АС и напряжением на выходах канальных корреляторов, где  $|\dot{E}_{j,r}| = |\dot{E}_{j,r}| \cdot \exp(i \cdot \varphi_{j,r})$ ,  $\varphi_{j,r} = \arg(\dot{E}_{j,r})$  – фаза сигнала в ФЦ АС,  $|\dot{E}_{j,r}|$  – амплитуда напряженности поля;  $\dot{\xi}_{j,r}$  –  $N$ -мерный вектор-столбец шума, элементами которого являются комплексные центрированные гауссовые случайные величины с матрицей ковариации  $\mathbf{K}_{j,r} = \langle \dot{\xi}_{j,r} \cdot \dot{\xi}_{j,r}^H \rangle$  размера  $N \times N$ ;  $\langle \dots \rangle$  – оператор усреднения по вероятности [8].

Если за длительность выборки сигнала значение ВКДН изменилось незначительно:  $\dot{\mathbf{H}}_j = \dot{\mathbf{H}}(a_j, \varepsilon_j) = \dot{\mathbf{H}}(a_{j,r}, \varepsilon_{j,r})$ ,  $r = \overline{1, R}$ , то при известных координатах НКА и ПО в  $\Sigma^\Gamma$  согласно (3) и (4) углы азимута  $\alpha_j$  и углы места  $\varepsilon_j$ ,  $j = \overline{1, M}$ , зависят только от углов Эйлера:

$$\begin{cases} \alpha_j = \operatorname{Arctg}\left(n_{y,j}^\Pi / n_{x,j}^\Pi\right), \\ \varepsilon_j = \arcsin\left(n_{z,j}^\Pi\right), \end{cases}$$

где  $\mathbf{n}_j^\Pi$  – вектор-столбец направляющих косинусов из ФЦ АС на  $j$ -й НКА в  $\Sigma^\Pi$ :

$$\mathbf{n}_j^\Pi = \mathbf{M}_H^\Pi \cdot \mathbf{M}_\Gamma^H \cdot \left( \begin{pmatrix} x_j^\Gamma \\ y_j^\Gamma \\ z_j^\Gamma \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x_{\text{по}}^\Gamma \\ y_{\text{по}}^\Gamma \\ z_{\text{по}}^\Gamma \end{pmatrix} \right) \cdot \left( \begin{pmatrix} x_j^\Gamma \\ y_j^\Gamma \\ z_j^\Gamma \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x_{\text{по}}^\Gamma \\ y_{\text{по}}^\Gamma \\ z_{\text{по}}^\Gamma \end{pmatrix} \right)^{-1},$$

где  $\mathbf{M}_\Gamma^H$  – матрица поворота из  $\Sigma^\Gamma$  в  $\Sigma^H$  вычисленная по известным географическим координатам ПО по (1);  $\mathbf{M}_H^\Pi$  – матрица поворота из  $\Sigma^H$  в  $\Sigma^\Pi$ , которая однозначно определяется углами Эйлера по (2),  $(x_j^\Gamma, y_j^\Gamma, z_j^\Gamma)$  и  $(x_{\text{по}}^\Gamma, y_{\text{по}}^\Gamma, z_{\text{по}}^\Gamma)$  – координаты  $j$ -го НКА и ПО в  $\Sigma^\Gamma$ .

В предположении независимости статистических характеристик вектора шума от номера наблюдения для одинаковых матриц ковариации  $\mathbf{K}_{j,r}$ , введем обозначение  $\mathbf{K}_j$ .

Цель работы: провести синтез алгоритма оценки угловой ориентации ПО на основании измеренных в серии наблюдений комплексных амплитуд напряжений сигналов НКА на выходах канальных корреляторов  $\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} = (\dot{\mathbf{V}}^{(1)}, \dot{\mathbf{V}}^{(2)}, \dots, \dot{\mathbf{V}}^{(R)})$ , где  $\dot{\mathbf{V}}^{(r)} = (\dot{\mathbf{V}}_{1,r}, \dot{\mathbf{V}}_{2,r}, \dots, \dot{\mathbf{V}}_{M,r})$ ,  $r = \overline{1, R}$ . В рамках статистической теории радиосистем [9] для решения поставленной задачи используем метод проверки статистических гипотез о наличии (гипотеза  $\gamma_1$ ) либо отсутствии (гипотеза  $\gamma_0$ ) в  $\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)}$  информации об угловой ориентации обусловленной выражением (6).

Согласно [10] зависимость наблюдаемых данных от параметров  $\dot{\mathbf{E}}$ ,  $\psi$ ,  $\mu$  и  $\vartheta$ , описывается функцией правдоподобия, представляющей условную относительно  $\dot{\mathbf{E}}$ ,  $\psi$ ,  $\mu$  и  $\vartheta$ , совместную плотность вероятности векторов  $\dot{\mathbf{V}}_{j,r}$ ,  $j = \overline{1, M}$ ,  $r = \overline{1, R}$ . Будем полагать, что векторы напряжений  $\dot{\mathbf{V}}_{j,r}$ , измеренные в различных наблюдениях  $r = \overline{1, R}$  статистически независимыми, а сигналы различных НКА  $j = \overline{1, M}$  независимы в силу частотного или кодового разделения. Ввиду гауссова закона распределения векторов  $\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)}$  и их статистической независимости функции правдоподобия для гипотез  $\gamma_1$  и  $\gamma_0$  имеют вид многомерных гауссовых плотностей вероятности вида:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\gamma_1}(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} | \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta) &= \frac{1}{\pi^{M \cdot R \cdot N} \cdot \prod_{j=1}^M |\mathbf{K}_j|^R} \times \dots \rightarrow \\ &\rightarrow \dots \times \exp \left( -\sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R (\dot{\mathbf{V}}_{j,r} - \dot{\mathbf{E}}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j)^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot (\dot{\mathbf{V}}_{j,r} - \dot{\mathbf{E}}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j) \right), \\ \mathbf{W}_{\gamma_0}(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)}) &= \frac{1}{\pi^{M \cdot R \cdot N} \cdot \prod_{j=1}^M |\mathbf{K}_j|^R} \times \exp \left( -\sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \dot{\mathbf{V}}_{j,r}^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r} \right), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $\dot{\mathbf{E}} = (\dot{\mathbf{E}}^{(1)}, \dot{\mathbf{E}}^{(2)}, \dots, \dot{\mathbf{E}}^{(R)})$ , где  $\dot{\mathbf{E}}^{(r)} = (\dot{E}_{1,r}, \dot{E}_{2,r}, \dots, \dot{E}_{M,r})^T$  – вектор столбец комплексных амплитуд напряженности электрической составляющей поля принимаемой электромагнитной волны,  $\mathbf{K}_j^{-1}$  – матрица размера  $N \times N$ , обратная матрице ковариации  $\mathbf{K}_j$ ;  $(\dots)^H$  – знак эрмитова сопряжения.

Слагаемое в показателе экспоненты выражения (7) перепишем как:

$$\begin{aligned} (\dot{\mathbf{V}}_{j,r} - \dot{\mathbf{E}}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j)^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot (\dot{\mathbf{V}}_{j,r} - \dot{\mathbf{E}}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j) &= \dots \rightarrow \\ \rightarrow \dots &= \dot{\mathbf{V}}_{j,r}^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r} + |\dot{E}_{j,r}|^2 \cdot \dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j - 2 \cdot \operatorname{Re}(\dot{E}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r}), \end{aligned} \quad (8)$$

где оператор  $\operatorname{Re}(\dots)$  означает реальную часть комплексного числа.

После подстановки (8) в (7) отношение правдоподобия [9]:

$$\Lambda\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} \middle| \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta\right) = \frac{\mathbf{W}_{\gamma_1}\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} \middle| \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta\right)}{\mathbf{W}_{\gamma_0}\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)}\right)},$$

примет вид:

$$\begin{aligned} \Lambda\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} \middle| \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta\right) &= \dots \rightarrow \\ \rightarrow \dots &= \exp\left(-\sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \left( \left| \dot{E}_{j,r} \right|^2 \cdot \dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j - 2 \cdot \operatorname{Re}\left(\dot{E}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r}\right) \right)\right). \end{aligned} \quad (9)$$

Согласно [10] решение о реализации той или иной гипотезы принимается на основании сравнения логарифма отношения правдоподобия, максимизированного по неизвестным параметрам, с пороговым уровнем обнаружения  $h^{(M,R)}$ . Верхний индекс указывает на зависимость величины порога от числа НКА и числа наблюдений.

Правило принятия решения о реализации одной из гипотез запишем следующим образом:

$$\max_{\dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta} \ln \Lambda\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} \middle| \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta\right) \stackrel{\gamma_1}{>} h^{(M,R)} \stackrel{\gamma_0}{<}.$$

Так как максимизация (9) по параметрам  $\dot{\mathbf{E}}$ ,  $\psi$ ,  $\mu$  и  $\vartheta$  сводится к минимизации суммы, стоящей в показателе экспоненты, логарифм отношения правдоподобия представим как:

$$\ln \Lambda\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} \middle| \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta\right) = -\Psi\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} \middle| \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta\right),$$

где

$$\begin{aligned} \Psi\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} \middle| \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta\right) &= \dots \rightarrow \\ \rightarrow \dots &= \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \left( \left| \dot{E}_{j,r} \right|^2 \cdot \dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j - 2 \cdot \operatorname{Re}\left(\dot{E}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r}\right) \right). \end{aligned} \quad (10)$$

Процедура минимизации последнего выражения по комплексному вектору  $\dot{\mathbf{E}}$  предполагает минимизацию по модулям и аргументам компонент вектора напряженности  $\dot{\mathbf{E}}$ . Нетрудно показать, что в результате минимизации (10) по  $\arg \dot{E}_{j,r}$  можем записать:

$$\begin{aligned} \min_{\dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta} \Psi\left(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} \middle| \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta\right) &= \dots \rightarrow \\ \rightarrow \dots &= \min_{\psi, \mu, \vartheta} \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \min_{|\dot{E}_{j,r}|} \left( \left| \dot{E}_{j,r} \right|^2 \cdot \dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j - 2 \cdot \operatorname{Re}\left(\dot{E}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r}\right) \right), \end{aligned} \quad (11)$$

Минимизация слагаемых суммы в правой части выражения (11) по модулям  $|\dot{E}_{j,r}|$  сводится к замене модулей  $|\dot{E}_{j,r}|$  их максимально правдоподобными оценками  $\hat{\dot{E}}_{j,r}$ , т.е. оценками амплитуды электрического поля плоской волны сигнала  $j$ -го НКА:

$$\hat{\dot{E}}_{j,r} = \frac{|\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r}|}{\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j}. \quad (12)$$

Подставляя (12) в (11), получим:

$$\min_{\dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta} \Psi(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} | \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta) = - \max_{\psi, \mu, \vartheta} \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \left( \frac{|\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r}|^2}{\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j} \right). \quad (13)$$

Раскрывая квадраты модулей в числителе правой части (13), введем матрицу взаимных мощностей напряжений  $\dot{\mathbf{W}}_{j,r} = \dot{\mathbf{V}}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{j,r}^H$  и перепишем (13) в виде:

$$\min_{\dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta} \Psi(\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)} | \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta) = - \max_{\psi, \mu, \vartheta} \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \left( \frac{\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{W}}_{j,r} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j}{\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j} \right).$$

Из последнего выражения следует решающее правило:

$$\max_{\psi, \mu, \vartheta} \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \left( \frac{\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{W}}_{j,r} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j}{\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j} \right) > h^{(M,R)}.$$

Максимально правдоподобный алгоритм оценки амплитуды электрического поля и угловой ориентации ПО предполагает формирование из совокупности наблюдаемых данных  $\dot{\mathbf{V}}^{(M,R)}$  матриц взаимных мощностей  $\dot{\mathbf{W}}_{j,r}$  в каждом измерении комплексных амплитуд напряжений и их последующее суммирование с единичными весовыми коэффициентами. С помощью матрицы взаимных мощностей  $\dot{\mathbf{W}}_j = \sum_{r=1}^R \dot{\mathbf{W}}_{j,r}$  «накопленной» за все  $R$  измерений, формируется решающая функция:

$$M(\psi, \mu, \vartheta) = \sum_{j=1}^M \left( \frac{\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{W}}_j \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j}{\dot{\mathbf{H}}_j^H \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j} \right). \quad (14)$$

Методом глобальной максимизации решающей функции  $M(\psi, \mu, \vartheta)$  находятся максимально правдоподобные оценки угловой ориентации ПО:

$$\hat{\psi}, \hat{\mu}, \hat{\vartheta} = \underset{\psi, \mu, \vartheta}{\operatorname{argmax}} M(\psi, \mu, \vartheta).$$

#### 4. ГРАДИЕНТ И ГЕССИАН РЕШАЮЩЕЙ ФУНКЦИИ

Некоторые методы многомерной оптимизации используют градиент целевой функции, для (14) элементы градиента имеют вид:

$$\frac{\partial \mathbf{M}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi_m} = \sum_{j=1}^M \left( \frac{\frac{\partial \mathbf{M}_{j,4}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi_m}}{\mathbf{M}_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)} - \mathbf{M}_j(\psi, \mu, \vartheta) \cdot \frac{\frac{\partial \chi_m}{\partial \chi_m}}{\mathbf{M}_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)} \right), \quad (15)$$

где  $\chi \in (\psi, \mu, \vartheta)$  – один из углов Эйлера по которому берется производная (14),  $\mathbf{M}_{j,4}(\psi, \mu, \vartheta)$  и  $\mathbf{M}_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)$  – соответственно числитель и знаменатель  $\mathbf{M}_j(\psi, \mu, \vartheta)$  –  $j$ -го слагаемого решающей функции, частные производные которых имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{M}_{j,4}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi} &= 2 \cdot \operatorname{Re} \left( \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^\mathbf{H}}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{W}}_j \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j \right), \\ \frac{\partial \mathbf{M}_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi} &= 2 \cdot \operatorname{Re} \left( \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^\mathbf{H}}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j \right), \end{aligned}$$

где частные производные ВКДН по углам Эйлера имеют вид:

$$\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \chi} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha} & \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial \chi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial \chi} \end{pmatrix},$$

где  $\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha}$  и  $\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon}$  – вектор-столбец частных производных ВКДН по углу азимута и углу места в направлении  $j$ -го НКА,  $\frac{\partial \alpha_j}{\partial \chi}$  и  $\frac{\partial \varepsilon_j}{\partial \chi}$  – частные производные угла азимута и угла места по одному из углов Эйлера:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial \chi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial \chi} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_x^\Pi} & \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_y^\Pi} & \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_z^\Pi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_x^\Pi} & \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_y^\Pi} & \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_z^\Pi} \end{pmatrix} \cdot \frac{\partial \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \chi} = \dots \rightarrow \\ \rightarrow \dots &= \begin{pmatrix} \frac{-n_{y,j}^\Pi}{(n_{x,j}^\Pi)^2 + (n_{y,j}^\Pi)^2} & \frac{n_{x,j}^\Pi}{(n_{x,j}^\Pi)^2 + (n_{y,j}^\Pi)^2} & 0 \\ 0 & 0 & 1 / \sqrt{1 - (n_{z,j}^\Pi)^2} \end{pmatrix} \cdot \frac{\partial \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \chi}, \end{aligned}$$

где  $\frac{\partial \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \chi} = \frac{\partial \mathbf{M}_H^\Pi}{\partial \chi} \cdot \mathbf{M}_G^\Pi \cdot \mathbf{n}_j^\Gamma$ ,  $\frac{\partial \mathbf{M}_H^\Pi}{\partial \chi}$  – матрица частных производных элементов матрицы (2)

по одному из углов Эйлера;  $\mathbf{n}_j^\Gamma$  – вектор-столбец направляющих косинусов из ФЦ АС на  $j$ -й НКА в  $\Sigma^\Gamma$ .

Вторые частные производные решающей функции имеют вид:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial^2 M(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi \partial \varsigma} &= \frac{\partial^2 M(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \varsigma \partial \chi} = \dots \rightarrow \\
 &\left. \begin{aligned}
 &\frac{\frac{\partial^2 M_{j,u}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi \partial \varsigma} - M_j(\psi, \mu, \vartheta) \cdot \frac{\partial^2 M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi \partial \varsigma}}{M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)} - \dots \rightarrow \\
 &\rightarrow \dots - \frac{\frac{\partial M_{j,u}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi} \cdot \frac{\partial M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \varsigma}}{M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)^2} - \dots \rightarrow \\
 &\rightarrow \dots - \frac{\frac{\partial M_{j,u}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \varsigma} \cdot \frac{\partial M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi}}{M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)^2} + \dots \rightarrow \\
 &\rightarrow \dots + 2 \cdot M_j(\psi, \mu, \vartheta) \cdot \frac{\frac{\partial M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi} \cdot \frac{\partial M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \varsigma}}{M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)^2}
 \end{aligned} \right\}, \quad (16)
 \end{aligned}$$

где  $\chi, \varsigma \in (\psi, \mu, \vartheta)$  – пара углов Эйлера по которым берется производная (14), вторые частные производные числителя и знаменателя  $j$ -го слагаемого решающей функции имеют вид:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial^2 M_{j,u}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi \partial \varsigma} &= \frac{\partial^2 M_{j,u}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \varsigma \partial \chi} = \dots \rightarrow \\
 &\rightarrow \dots = 2 \cdot \operatorname{Re} \left( \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j^u}{\partial \chi \partial \varsigma} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{W}}_j \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j + \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^u}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{W}}_j \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varsigma} \right), \\
 \frac{\partial^2 M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi \partial \varsigma} &= \frac{\partial^2 M_{j,3}(\psi, \mu, \vartheta)}{\partial \varsigma \partial \chi} = 2 \cdot \operatorname{Re} \left( \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j^u}{\partial \chi \partial \varsigma} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j + \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^u}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varsigma} \right),
 \end{aligned}$$

где вторые частные производные ВКДН по углам Эйлера имеют вид:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \chi \partial \zeta} = \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \zeta \partial \chi} &= \left| \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha^2} & \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon \partial \alpha} \\ \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha \partial \varepsilon} & \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon^2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial \chi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial \chi} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha \partial \varepsilon} & \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon^2} \\ \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon \partial \alpha} & \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha^2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial \varepsilon} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial \varepsilon} \end{pmatrix} \right| \cdot \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial \zeta} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial \zeta} \end{pmatrix} + \dots \rightarrow \\
\rightarrow \dots + \left| \frac{\dot{\mathbf{H}}_j}{\alpha} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon} \right| &\cdot \left| \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_x^\Pi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_x^\Pi} \end{pmatrix} \right| \cdot \frac{\partial \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \chi}, \frac{\partial \mathbf{n}^\Pi}{\partial \mathbf{n}^\Pi} \left| \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_y^\Pi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_y^\Pi} \end{pmatrix} \right| \cdot \frac{\partial \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \chi}, \frac{\partial}{\partial \mathbf{n}^\Pi} \left| \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_z^\Pi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_z^\Pi} \end{pmatrix} \right| \cdot \frac{\partial \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \chi}, \frac{\partial \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \zeta} + \dots \rightarrow \\
\rightarrow \dots + \left( \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon} \right) &\cdot \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial \mathbf{n}^\Pi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial \mathbf{n}^\Pi} \end{pmatrix} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \chi \partial \zeta},
\end{aligned}$$

где  $\frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha^2}, \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon^2}, \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \alpha \partial \varepsilon}, \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varepsilon \partial \alpha}$  – вторые частные производные ВКДН по углу азимута и

углу места в направлении j-го НКА,  $\frac{\partial^2 \mathbf{n}_j^\Pi}{\partial \chi \partial \zeta} = \frac{\partial^2 \mathbf{M}_H^\Pi}{\partial \chi \partial \zeta} \cdot \mathbf{M}_H^\Pi \cdot \mathbf{n}_j^\Gamma$ ,  $\frac{\partial^2 \mathbf{M}_H^\Pi}{\partial \chi \partial \zeta}$  – матрица вторых частных производных элементов матрицы (2) по углам Эйлера, вторые частные углов азимута и угла места по элементам вектора направляющих косинусов имеют вид:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial \mathbf{n}^\Pi} \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_x^\Pi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_x^\Pi} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_x^\Pi \partial n_x^\Pi} & \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_y^\Pi \partial n_x^\Pi} & \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_z^\Pi \partial n_x^\Pi} \\ \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_x^\Pi \partial n_x^\Pi} & \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_y^\Pi \partial n_x^\Pi} & \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_z^\Pi \partial n_x^\Pi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2 \cdot n_{x,j}^\Pi \cdot n_{y,j}^\Pi}{\left( (n_{x,j}^\Pi)^2 + (n_{y,j}^\Pi)^2 \right)^2} & \frac{(n_{y,j}^\Pi)^2 - (n_{x,j}^\Pi)^2}{\left( (n_{x,j}^\Pi)^2 + (n_{y,j}^\Pi)^2 \right)^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \\
\frac{\partial}{\partial \mathbf{n}^\Pi} \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_y^\Pi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_y^\Pi} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_x^\Pi \partial n_y^\Pi} & \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_y^\Pi \partial n_y^\Pi} & \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_z^\Pi \partial n_y^\Pi} \\ \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_x^\Pi \partial n_y^\Pi} & \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_y^\Pi \partial n_y^\Pi} & \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_z^\Pi \partial n_y^\Pi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{(n_{y,j}^\Pi)^2 - (n_{x,j}^\Pi)^2}{\left( (n_{x,j}^\Pi)^2 + (n_{y,j}^\Pi)^2 \right)^2} & \frac{-2 \cdot n_{x,j}^\Pi \cdot n_{y,j}^\Pi}{\left( (n_{x,j}^\Pi)^2 + (n_{y,j}^\Pi)^2 \right)^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \\
\frac{\partial}{\partial \mathbf{n}^\Pi} \begin{pmatrix} \frac{\partial \alpha_j}{\partial n_z^\Pi} \\ \frac{\partial \varepsilon_j}{\partial n_z^\Pi} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_x^\Pi \partial n_z^\Pi} & \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_y^\Pi \partial n_z^\Pi} & \frac{\partial^2 \alpha_j}{\partial n_z^\Pi \partial n_z^\Pi} \\ \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_x^\Pi \partial n_z^\Pi} & \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_y^\Pi \partial n_z^\Pi} & \frac{\partial^2 \varepsilon_j}{\partial n_z^\Pi \partial n_z^\Pi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & n_{z,j}^\Pi / \left( 1 - (n_{z,j}^\Pi)^2 \right)^{1.5} \end{pmatrix}.
\end{aligned}$$

## 5. НЕРАВЕНСТВО РАО-КРАМЕРА

С целью получения выражения для нижней границы ковариационной матрицы  $\mathbf{K}_{\mathcal{E}}$  ошибок несмещенных оценок компонент трехмерного вектора  $(\psi, \mu, \vartheta)$  углов Эйлера из соотношения (7) можно составить неравенство Рао-Крамера [10]. Диагональные элементы вышеупомянутой нижней границы ковариационной матрицы ошибок представляют собой нижние границы дисперсий ошибок определения углов ориентации ПО при заданных значениях  $\dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta, \mathbf{n}_j^r$ , и  $\mathbf{K}_j, j = \overline{1, M}, r = \overline{1, R}$ . С учетом соотношения (7) искомая ковариационная матрица  $\mathbf{K}_{\mathcal{E}}$  удовлетворяет неравенству:

$$\mathbf{K}_{\mathcal{E}} \geq \mathbf{I}^{-1},$$

которое следует понимать как положительную определенность матрицы  $\mathbf{K}_{\Delta} = \mathbf{K}_{\mathcal{E}} - \mathbf{I}^{-1}$ ,  $\mathbf{I}^{-1}$  – матрица обратная  $\mathbf{I}$  – информационной матрице Фишера углов Эйлера размера  $3 \times 3$ . Элементы  $\mathbf{I}$ , соответствующие выборке измеряемых параметров  $\dot{\mathbf{V}}^{(M, R)}$ , для функции правдоподобия комплексного числа вида (7) [11], определяются соотношением:

$$\begin{aligned} I_{\chi, \varsigma} &= I_{\varsigma, \chi} = \dots \rightarrow \\ &\rightarrow \dots = \frac{1}{2} \cdot \left\langle \left( \frac{\partial \ln \mathbf{W}_{\gamma_1} (\dot{\mathbf{V}}^{(M, R)} | \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi} \right) \cdot \left( \frac{\partial \ln \mathbf{W}_{\gamma_1} (\dot{\mathbf{V}}^{(M, R)} | \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta)}{\partial \varsigma} \right)^H \right\rangle. \end{aligned} \quad (17)$$

Частные производные логарифма функции правдоподобия (7) могут быть представлены в виде:

$$\frac{\partial \ln \mathbf{W}_{\gamma_1} (\dot{\mathbf{V}}^{(M, R)} | \dot{\mathbf{E}}, \psi, \mu, \vartheta)}{\partial \chi} = 2 \cdot \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \operatorname{Re} \left( |\dot{E}_{j,r}| \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^H}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot (\dot{\mathbf{V}}_{j,r} - \dot{E}_{j,r} \cdot \dot{\mathbf{H}}_j) \right). \quad (18)$$

С учетом (6), (17) и (18) элементы информационной матрицы Фишера запишем следующим образом:

$$\begin{aligned} I_{\chi, \varsigma} &= I_{\varsigma, \chi} = \dots \rightarrow \\ &\rightarrow \dots = 2 \cdot \left\langle \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \operatorname{Re} \left( |\dot{E}_{j,r}| \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^H}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\xi}_j \right) \cdot \left( |\dot{E}_{j,r}| \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^H}{\partial \varsigma} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \dot{\xi}_j \right)^H \right\rangle = \dots \rightarrow \\ &\rightarrow \dots = 2 \cdot \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \operatorname{Re} \left( |\dot{E}_{j,r}|^2 \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^H}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \langle \dot{\xi}_j \cdot \dot{\xi}_j^H \rangle \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varsigma} \right) = \dots \rightarrow \\ &\rightarrow \dots = 2 \cdot \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^R \operatorname{Re} \left( |\dot{E}_{j,r}|^2 \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j^H}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_j^{-1} \cdot \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}_j}{\partial \varsigma} \right). \end{aligned}$$

## 6. СТАТИСТИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

Исходные условия эксперимента:

1) трехэлементная кольцевая эквидистантная антенная решетка диаметром 1 метр находится в плоскости горизонта;

$$2) |\dot{E}_{j,r}| = 1 \forall j = \overline{1, M}, r = \overline{1, R};$$

$$3) \text{модель ВКДН АС: } \dot{\mathbf{H}}(\alpha_j, \varepsilon_j) = \exp\left(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\mathbf{r}^\Pi)^T \cdot \mathbf{M}_\Gamma^\Pi \cdot \mathbf{n}_j^\Gamma / c\right), \text{ здесь } f -$$

несущая частота сигнала НКА порядка 1,6 ГГц,  $\mathbf{r}^\Pi$  – матрица радиус-векторов представляющих местоположение элементов АС в  $\Sigma^\Pi$ ,  $c$  – скорость света;

4) отношение с/ш 40дБ, шум гауссов, центрированный и некоррелированный для всех сигналов НКА во всех пространственных каналах АС;

5) НКА равномерно распределены по небесной полусфере.

Угол курса меняется от  $0^\circ$  до  $360^\circ$  с шагом  $10^\circ$  и в каждом положении вычисляется квадратный корень второго момента оценок углов ориентации по выборке объемом  $10^4$  и соответствующее значение нижней границы Рао-Крамера для 3, 5, 7 и 9 НКА. Поиск максимума решающей функции осуществляется методом Ньютона, используя формулы (15) и (16). На рисунках 2 – 4 представлены графики зависимости от угла курса и числа НКА СКО оценок углов ориентации по результатам статистического эксперимента (символ \*) и соответствующего значения границы Рао-Крамера (линия).

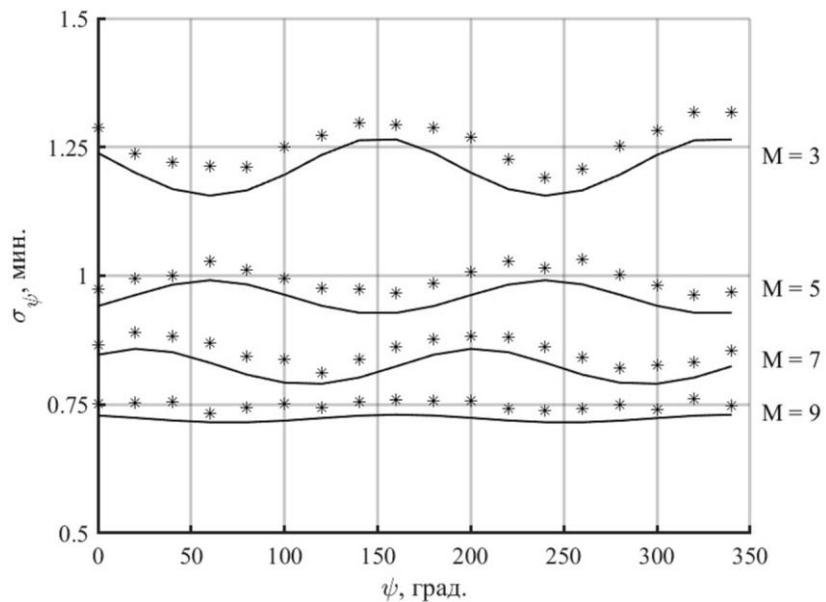


Рис. 2. СКО угла курса при различном курсе и числе НКА

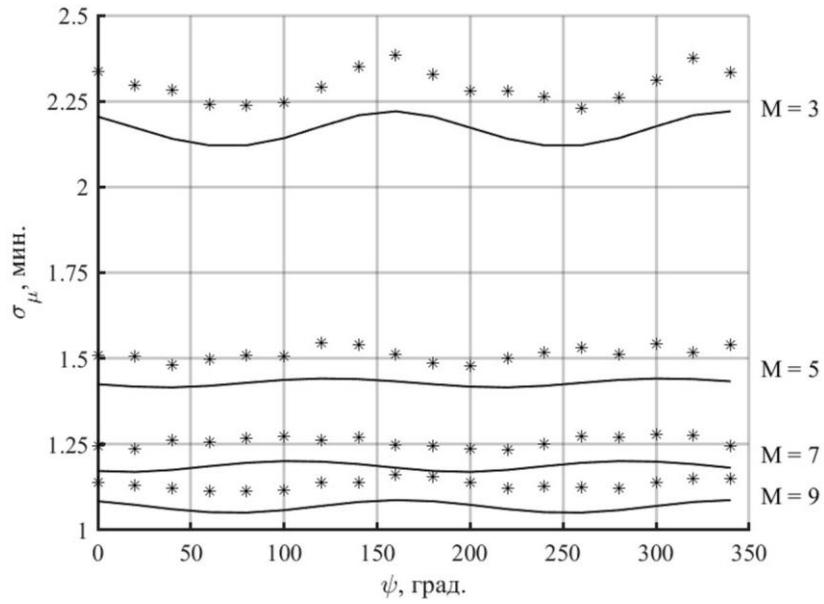


Рис. 3. СКО угла тангажа при различном курсе и числе НКА

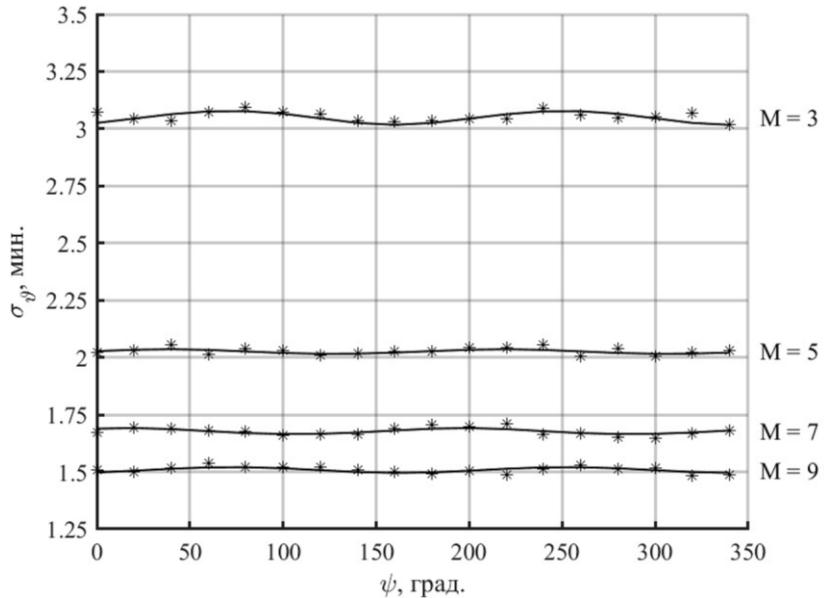


Рис. 4. СКО угла крена при различном курсе и числе НКА

Из приведенных графиков видно, что СКО оценок углов ориентации, полученных максимизацией решающей функции Ньютоновской процедурой асимптотически приближаются к границе Рао-Крамера, при этом с ростом числа НКА их значения уменьшаются.

## 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассматриваемый максимально правдоподобный алгоритм оценки угловой ориентации по сигналам НКА предполагает:

- 1) формирование для каждого НКА в каждом наблюдении матриц взаимных мощностей  $\dot{\mathbf{W}}_{j,r}$  напряжений на выходах канальных корреляторов и последующее

суммирование данных матриц в серии наблюдений с единичными весовыми коэффициентами;

2) формирование решающей функции  $M(\psi, \mu, \vartheta)$ , зависящей от накопленных матриц взаимных мощностей  $\dot{W}_j$ , ковариационных матриц приведенных к выходам канальных корреляторов шумов и ВКДН АС;

3) глобальную максимизацию решающей функции  $M(\psi, \mu, \vartheta)$  по параметрам  $(\psi, \mu, \vartheta)$  и нахождение, таким образом, максимально правдоподобных оценок угловой ориентации;

4) принятие решения о достоверности найденных оценок угловой ориентации по результатам сравнения найденного глобального максимума решающей функции с порогом.

Полученное решающее правило справедливо для любой структуры и конфигурации АС (при условии использования ВКДН  $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ , характеризующей данную АС), а также для произвольной структуры ковариационной матрицы шума, представляющего собой приведенные к выходам канальных корреляторов как внешние, так и внутренние шумы радиоприемника.

Для решающей функции даны формулы градиента и Гессиана, которые в свою очередь зависят от соответствующих характеристик ВКДН. Получено выражение для элементов информационной матрицы Фишера для углов Эйлера в зависимости от взаимного расположения ПО и НКА, числа НКА, угловой ориентации ПО, ВКДН характеризующей АС, комплексных амплитуд напряженностей в ФЦ АС и ковариационных матриц шума.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Фатеев Ю.Л. Определение пространственной ориентации объектов по сигналам радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS // Электронный журнал «ИССЛЕДОВАНО В РОССИИ» [Электронный ресурс]. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/opredelenie-prostranstvennoy-orientatsii-obektov-po-signalam-radionavigatsionnyh-sistem-glonass-gps/pdf> (дата обращения 15.07.2021).
2. ГЛОНАСС. Модернизация и перспективы развития. Монография / Под ред. А.И. Перова. – М.: Радиотехника, 2020. – 1072 с.
3. Дмитриев И.С. Пеленгаторная антенная система как измерительная компонента измерительно-вычислительной системы (Радиопеленгатор как измерительно-вычислительная система) // Труды XVI Междунар научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. 2010. Т. 3. С. 2439-2450.
4. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации // Антенны. 2011. № 5 (168). С. 59-64.
5. Бубнов И.А., Богатов С.Ф., Дубов С.Д., Калинин А.К., Савченко П.Т. Военная топография. М.: Воениздат, 1977. – 280 с.: илл.
6. ГОСТ 32453–2017 Глобальная навигационная спутниковая система. Системы координат. Методы преобразований координат определяемых точек. М.: Стандартинформ, 2017. – 23 с.
7. ГОСТ 20058–80 Динамика летательных аппаратов в атмосфере. Термины, определения и обозначения. М.: Издательство стандартов, 1981. – 56 с.

8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: 1974. 832 стр. с илл.
9. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио. 1977.
10. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
11. Бриллинджер Д.Р. Временные ряды. Обработка данных и теория. М.: Мир, 1980. – 536 с.: илл.

#### REFERENCES

1. Fateev Yu.L. Determination of the objects spatial orientation according GLONASS / GPS radio navigation systems signals // Electronic journal "RESEARCHED IN RUSSIA" [Electronic resource]. Available at: <https://cyberleninka.ru/article/n/opredelenie-prostranstvennoy-orientatsii-obektov-po-signalam-radionavigatsionnyh-sistem-glonass-gps/pdf> (accessed 07/15/2021) (in Russian).
2. GLONASS. Modernization and development prospects. Monographia / Ed. A.I. Perov. – M.: Radiotekhnika, 2020. – 1072 p.
3. Dmitriev I.S. Direction finding antenna system as a measuring component of a measuring and computing system (Radio direction finder as a measuring and computing system) // Proceedings of the XVI Intern. conf. "Radar, navigation, communication". Voronezh. 2010, Vol. 3. – Pp. 2439–2450.
4. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. The maximum likelihood detection and estimation of a direction of arrival and amplitude of intensity of a radio-wave by means of a multichannel radio direction finder with antenna system of any configuration // Antennas. 2011. № 5 (168). Pp. 59-64.
5. Bubnov I.A., Bogatov S.F., Dubov S.D., Kalinin A.K., Savchenko P.T. Military topography. M.: Military Publishing, 1977. – 280 p.: ill.
6. GOST 32453–2017 Global Navigation Satellite System. Coordinate systems. Methods for transforming the coordinates of the determined points. M.: Standartinform, 2017. – 23 p.
7. GOST 20058–80 Aircraft dynamics in the atmosphere. Terms, definitions and designations. M.: Publishing house of standards, 1981. – 56 p.
8. Korn G., Korn T. Handbook of mathematics. M.: 1974. – 832 p.: ill.
9. Repin V.G., Tartakovskiy G.P. Statistical synthesis with a priori uncertainty and adaptation of information systems. M.: Sov. radio. 1977.
10. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. 2nd ed., Rev. and add. M.: Radio and communication, 1982. – 624 p.
11. Brillinger D.R. Time series. Data processing and theory. M.: Mir, 1980. – 536 p.: ill.

# МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИМИТИРУЮЩИЕ ПОМЕХИ В НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

В. В. Неровный<sup>1</sup>, Ю. В. Кузьменко<sup>1</sup>, П. С. Облов<sup>2</sup>, П. Д. Коратаев<sup>2</sup>, С. А. Истомин<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия

<sup>2</sup>ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Проведен анализ особенностей формирования различных видов имитирующих помех навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем. Разработана математическая модель имитационных помех, использующих для формирования различную априорную информацию.

**Ключевые слова:** имитирующие помехи; математическая модель; глобальная навигационная спутниковая система.

## MATHMATICAL MODELS IMITATING INTERFERENCE IN NAVIGATION EQUIPMENT OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS CONSUMERS

V. V. Nerovniy<sup>1</sup>, U. V. Kuzmenko<sup>1</sup>, P. S. Oblov<sup>2</sup>, P. D. Korataev<sup>2</sup>, S. A. Istomin<sup>2</sup>

<sup>1</sup>AO NVP «PROTEK», Voronezh, Russia

<sup>2</sup>VYNC VVS «VVA», Voronezh, Russia

**Abstract.** The analysis of the features of the formation of various types of imitating interference of navigation equipment of consumers of global navigation satellite systems, is carried out. A mathematical model of imitation noise has been developed, using various a priori information to form.

**Keywords:** simulating interference; mathematical model; global navigation satellite systems.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Функционирование современной навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (НАП ГНСС) осуществляется при воздействии различного вида помех.

По характеру воздействия помехи на НАП ГНСС можно условно разделить на маскирующие и имитирующие.

Маскирующие помехи – это помехи ширина спектра которых согласована с полосой частот навигационного сигнала.

Маскирующие помехи воздействуют непосредственно на блок первичной обработки сигналов НАП ГНСС (обнаружитель, следящие системы) и ухудшают характеристики режимов обнаружения и слежения за параметрами сигнала.

Имитирующие помехи – это помехи, структура которых подобна структуре навигационного сигнала, отличающиеся от него некоторыми параметрами. В англоязычной технической литературе для обозначения имитирующих помех используется термин спуффинг (*spoofing*).

Имитирующие помехи воздействуют на блок вторичной обработки НАП ГНСС, что приводит к недостоверным навигационным определениям и, как следствие, выдаче ложной информации о местоположении потребителя, скорости и текущего времени. В настоящее время проблемам спуффинга посвящен ряд работ [1–7], которые можно условно разделить на две группы. Первая группа работ посвящена разработке методов и способов формирования имитирующих помех НАП ГНСС [1–4]. Вторая группа раскрывает способы и меры защиты от имитирующих помех [5–7].

Цель работы – разработка математических моделей имитационных помех, использующих для формирования различную априорную информацию.

При формировании имитирующих помех НАП ГНСС необходимым условием является наличие достоверной априорной информации о частоте следования символов ПСП, о законах генерации дальномерных кодов, а также о структуре передаваемого навигационного сообщения. Такая информация достаточно подробно приведена только для гражданских (открытых) сигналов ГНСС ГЛОНАСС, GPS, ГАЛИЛЕО и КОМПАСС в интерфейсных контрольных документах (ИКД) и находится в свободном доступе. Информация о структуре военных навигационных сигналов доступна только авторизованным пользователям.

В существующих ГНСС в настоящее время используются гражданские навигационные *BPSK*, *QPSK* и *BOC* сигналы.

В зависимости от полноты используемой априорной информации имитирующие помехи НАП ГНСС можно разделить на следующие виды:

- помехи, имитирующие «ложное созвездие» навигационных спутников ГНСС;
- помехи, увеличивающие ошибки измерения псевдодальнестей;
- помехи, со случайной структурой навигационного сообщения;
- помехи типа «пилот-сигнал».

Рассмотрим более подробно характеристики имитирующих помех.

## 2. ПОМЕХИ, ИМИТИРУЮЩИЕ «ЛОЖНОЕ СОЗВЕЗДИЕ» НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ ГНСС

Математическая модель помехи, имитирующей *BPSK* сигнал с кодовым разделением *i*-го навигационного спутника (НС):

$$S(t) = AG_{ii}(t)G_{dki}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (1)$$

где  $G_{ii}(t) = [\mathbf{q}_i, \mathbf{V}_i, \mathbf{a}_i, \tau_i]^T$  – навигационное сообщение сискажающей информацией;

$\mathbf{q}_i = [X, Y, Z]^T$  – вектор координат *i*-го имитируемого НС;

$\mathbf{V}_i = [\mathbf{V}_x, \mathbf{V}_y, \mathbf{V}_z]^T$  – вектор составляющих скорости координат *i*-го имитируемого НС;

$\mathbf{a}_i = [\mathbf{a}_x, \mathbf{a}_y, \mathbf{a}_z]^T$  – вектор составляющих ускорения *i*-го имитируемого НС;

$\tau_i$  – смещение бортовой шкалы времени (БШВ) *i*-го имитируемого НС относительно системной шкалы времени (СШВ);

$G_{\text{ДК}i}(t)$  – псевдослучайная последовательность дальномерного кода  $i$ -го имитируемого НС;

$\omega_0$  – несущая частота сигнала  $i$ -го имитируемого НС;

$\varphi$  – начальная фаза сигнала  $i$ -го имитируемого НС.

Математическая модель помехи, имитирующей  $BPSK$  сигнал с частотным разделением  $i$ -го навигационного спутника (НС):

$$S(t) = AG_{\text{И}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)\cos(\omega_i t + \varphi), \quad (2)$$

где  $\omega_i$  – значение несущей частоты сигнала  $i$ -го имитируемого НС.

Аналитическое выражение для помехи, имитирующей  $QPSK$  сигнал  $i$ -го НС можно представить в виде:

$$S(t) = 0,5AG_{\text{И}i}(t)G_{\text{ДК}1i}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) + 0,5AG_{\text{ДК}2i}(t)\sin(\omega_0 t + \varphi). \quad (3)$$

Выражение для помехи, имитирующей  $BOC$  сигнал  $i$ -го НС имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{И}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)M(t)\cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (4)$$

$M(t)$  – функция, описывающая меандровую поднесущую;

Функция  $M(t)$ , описывающая меандровую поднесущую, имеет вид:

$$M(t) = \text{sign}[\sin 2\pi f_M(t)], \quad (5)$$

где  $\text{sign}(x)$  – знаковая функция, принимающая значения  $\pm 1$  в зависимости от знака аргумента  $x$ ,  $f_M(t)$  – тактовая частота меандровой поднесущей.

Априорной информацией, необходимой для создания помех данного типа является:

- эфемериды навигационных спутников на текущий момент времени, находящихся в зоне видимости, получаемые из оперативной информации;
- частота следования символов ПСП дальномерного кода;
- законы генерации дальномерных кодов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости.

### 3. ПОМЕХИ, УВЕЛИЧИВАЮЩИЕ ОШИБКУ ИЗМЕРЕНИЯ ПСЕВДОДАЛЬНОСТИ

Выражение для  $BPSK$  помехи, увеличивающей ошибку измерения псевдодальности  $i$ -го НС с кодовым разделением, имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{Р}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (6)$$

где  $G_{\text{Р}i}(t) = [t_{\text{MB}i}, t_{bi}, \tau_i]^T$  – вектор временных характеристик, передаваемых в навигационном сообщении  $i$ -го имитируемого НС;

$t_{\text{MB}i}$  – искажённое значение метки времени в кадре передаваемой навигационной информации (как правило совпадает с моментом начала строки);

$t_{bi}$  – искажённое значение момента времени, к которому относится передаваемая в составе навигационного сообщения эфемеридная и частотно-временная информация;

$\tau_i$  – смещение БШВ  $i$ -го имитируемого НС относительно СШВ;

Математическая модель помехи, имитирующей *BPSK* сигнал с частотным разделением *i*-го НС:

$$S(t) = AG_{R_i}(t)G_{\text{ДК}}(t)\cos(\omega_i t + \varphi) \quad (7)$$

Аналитическое выражение для помехи, имитирующей *QPSK* сигнал *i*-го НС можно представить в виде:

$$S(t) = 0,5AG_{R_i}(t)G_{\text{ДК}1i}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) + 0,5AG_{\text{ДК}2i}(t)\sin(\omega_0 t + \varphi). \quad (8)$$

Выражение для помехи, имитирующей *BOC* сигнал *i*-го НС имеет вид:

$$S(t) = AG_{R_i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)M(t)\cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (9)$$

Априорной информацией, необходимой для создания помех данного типа является:

- сдвиг бортовых шкал времени навигационных спутников относительно системной шкалы времени, получаемые из неоперативной информации;
- параметры орбит всех навигационных спутников системы, получаемые из неоперативной информации;
- частота следования символов ПСП дальномерного кода;
- законы генерации дальномерных кодов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости.

#### **4. ПОМЕХИ СО СЛУЧАЙНОЙ СТРУКТУРОЙ НАВИГАЦИОННОГО СООБЩЕНИЯ**

Особенностью помех данного типа является, то что символы передаваемого навигационного сообщения «0» или «1» распределены по случайному закону, например, равномерному.

Выражение для *BPSK* помехи, имитирующей *i*-й НС с кодовым разделением, имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{CHCi}}(t)G_{\text{ДК}i}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (10)$$

где  $G_{\text{CHCi}}(t)$  – навигационное сообщение *i*-го имитируемого НС с равномерным законом распределения символов «0» или «1»;

Математическая модель помехи, имитирующей *BPSK* сигнал с частотным разделением *i*-го НС:

$$S(t) = AG_{\text{CHCi}}(t)G_{\text{ДК}}(t)\cos(\omega_i t + \varphi). \quad (11)$$

Аналитическое выражение для помехи, имитирующей *QPSK* сигнал *i*-го НС можно представить в виде:

$$S(t) = 0,5AG_{\text{CHCi}}(t)G_{\text{ДК}1i}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) + 0,5AG_{\text{ДК}2i}(t)\sin(\omega_0 t + \varphi). \quad (12)$$

Выражение для помехи, имитирующей *BOC* сигнал *i*-го НС имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{CHCi}}(t)G_{\text{ДК}i}(t)M(t)\cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (13)$$

Априорной информацией, необходимой для создания помех данного типа является:

- длительность символа навигационного сообщения;

- параметры орбит всех навигационных спутников системы, получаемые из неоперативной информации;
- частота следования символов ПСП дальномерного кода;
- законы генерации дальномерных кодов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости.

## 5. ПОМЕХИ ТИПА «ПИЛОТ-СИГНАЛ»

Выражение для *BPSK* помехи типа «пилот-сигнал» *i*-го НС с кодовым разделением имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}i}(t - \tau_i) \cos((\omega_0 \pm \omega_i)t + \varphi), \quad (14)$$

где  $t_i$  –искажённое значение задержки;

$\omega_i$  –искажённое значение доплеровского смещения частоты.

Математическое выражение для *BPSK* помехи типа «пилот-сигнал» *i*-го НС с частотным разделением:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t - \tau_i) \cos((\omega_0 \pm \omega_i)t + \varphi). \quad (15)$$

Аналитическое выражение для *QPSK* помехи типа «пилот-сигнал» *i*-го НС можно представить в виде:

$$\begin{aligned} S(t) = & 0,5AG_{\text{R}i}(t)G_{\text{ДК}1i}(t - \tau_i) \cos((\omega_0 \pm \omega_i)t + \varphi) + \\ & + 0,5AG_{\text{ДК}2i}(t - \tau_i) \sin((\omega_0 \pm \omega_i)t + \varphi). \end{aligned} \quad (16)$$

Выражение для *BOC* помехи типа «пилот-сигнал» *i*-го НС имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}i}(t - \tau_i)M(t) \cos((\omega_0 \pm \omega_i)t + \varphi). \quad (17)$$

Априорной информацией, необходимой для создания помех данного типа является:

- частота следования символов ПСП дальномерного кода;
- законы генерации дальномерных кодов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости.

Необходимо отметить, что возможно использование и других видов имитирующих помех, представляющих собой различные сочетания и комбинации рассмотренных ранее помех НАП ГНСС.

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе проведен анализ особенностей формирования различных видов имитирующих помех НАП ГНСС с учётом полноты и объёма необходимой априорной информации. Результаты анализы предлагаются в дальнейшем использовать в качестве исходных данных при разработке программно-аппаратных средств защиты НАП ГНСС от имитирующих помех, что требует доработки соответствующего научно-методического аппарата.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Авдеев М.В., Миронов В.А., Неровный В.В. Математическая модель оценки эффективности функционирования аппаратуры потребителей спутниковой радионавигационной системы. // Теория и техника радиосвязи, 2011, вып.2. - С.21–26.
2. Давыденко А. С., Митянин А. Г., Смирнов П. Л., Терентьев А. В., Терентьев А. В., Царик О. В., Шепилов А. В. Устройство создания преднамеренных помех. RU 2525299, МПК H04K 3/00, заяв. 07.06.2013, опубл. 10.08.2014, Бюл. № 22.
3. Давыденко А. С., Смирнов П. Л., Терентьев А. В., Царик О. В., Шепилов А. В. Способ и устройство создания преднамеренных помех. RU 2543078, МПК H04K 3/00, заяв. 16.12.2013, опубл. 27.02.2015, Бюл. № 6.
4. Камнев Е. А., Юдин В. Н. Способ радиоэлектронного подавления аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем в пределах защищаемой территории. RU 2581602, МПК G01S 19/18, заявл. 29.12.2014, опубл. 20.04.2016, Бюл. № 11.
5. Рубцов Н. С. Алгоритм защиты от спуффинга аппаратуры потребителей спутниковых навигационных систем. // Известия ТулГУ. Технические науки, 2018, вып.4. С.92–101.
6. Богданов М. Б., Прохорцов А. В., Савельев В. В. Способ борьбы с помехами СНС. // Известия ТулГУ. Технические науки, 2013, вып.1. С.292–298.
7. Гладков И. А., Василенко В., Зубчик М. Н. Способ обнаружения несанкционированного воздействия на точностные характеристики космических навигационных систем. RU 2586076, МПК G01S 13/84, заявл. 29.12.2014, опубл. 10.06.2016, Бюл. № 16.

## REFERENCES

1. Avdeev M. V., Mironov V. A., Nerovny V. V. A mathematical model for evaluating the efficiency of the functioning of the equipment of consumers of satellite radio navigation systems. // The theory and technology of radio communication, 2011, vip.2/ - Pp. 21-26.
2. Davidenko A. S., Mityanin A. G., Smirnov P. L., Terentiev A. V., Terentiev A. V., Carik O. V., Shepilov A. V. Intentional jamming device. RU 2525299, MPK H04K 3/00, stated. 07.06.2013, publ. 10.08.2014.
3. Davidenko A. S., Smirnov P. L., Terentiev A. V., Carik O. V., Shepilov A. V. Method and device for creating intentional interference. RU 2543078, MPK H04K 3/00, stated. 16.12.2013, publ. 27.02.2015.
4. Kamnev E. A., Udin V. N. Method of electronic suppression of equipment of consumers of satellite radio navigation systems within the protected area. RU 2581602, MPK G01S 19/18, stated. 29.12.2014, publ. 20.04.2016.
5. Rubcov N. S. Algorithm for protection against spoofing of equipment of consumers of satellite navigation systems. // Bulletin of TulGU. Technical science, 2018, vip.4. Pp. 92-101.
6. Bogdanov M. B., Prohorcov A. V., Saveliev V. V. A method of countering interference with satellite navigation system. Bulletin of TulGU. Technical science, 2013, vip.1. Pp. 292-298.
7. Gladkov I. A., Vasilenkov V. V., Zybchik M. N. Method for detecting unauthorized impact on the accuracy characteristics of space navigation systems. RU 2586076, MPK G01S 13/84, 29.12.2014, publ. 10.06.2016.

## О КОЛИЧЕСТВЕННОЙ МЕРЕ ИНФОРМАЦИИ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

В. С. Марюхненко, Ю. Ф. Мухопад, А. А. Васильченко, Орловский В.М.

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

**Аннотация.** На основе обзора источников по проблемам формирования и преобразования информации, рассмотрены особенности количественной оценки информации в информационно-управляющих системах технических объектов на примере навигационного обеспечения транспортных средств. Изложены вероятностный, алгоритмический и топологический подходы к определению количества информации. Сделан вывод об информационной обусловленности характеристик информационно-управляющих систем (ИУС) технических сложных объектов. Показано, что количественная мера информации в информационно-управляющих системах технических сложных объектов является одним из качественных показателей эффективности ИУС. Детализированы подходы к разделению навигационной информации на объемную и маршрутную. Предложены подходы к вычислению объемной и маршрутной навигационной информации. Сделаны выводы о необходимости представления ценности информации количественными показателями и её учета при построении структур формирования, передачи, приема и обработки сигналов и данных в ИУС.

**Ключевые слова:** информация, информационно-управляющая система, количество информации, навигация, энтропия, ценность информации, эффективность.

## ABOUT THE QUANTITATIVE MEASURE OF THE INFORMATION IN TECHNICAL SYSTEMS

V. S. Maruhnenko, Y. F. Muhopad, A. A. Vasilchenko, V. M. Orlovsky

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov, Russian Federation

**Abstract.** The features of the quantitative assessment of information in information management systems of technical objects are considered. This is done by the example of navigation support of vehicles. The probabilistic, algorithmic, and topological approaches to determining the amount of information are outlined. The conclusion is drawn about the informational conditionality of the characteristics of information control systems (ICS) of technical complex objects. A quantitative measure of information in the information management systems of technical complex objects is one of the qualitative indicators of the effectiveness of ICS. The approaches to the separation of navigation information into volume and route are detailed. Approaches to the calculation of volumetric and routing navigation information are proposed. Conclusions are drawn about the need to present the value of information with quantitative indicators. The value of information in numerical terms should be taken into account when constructing the structures for the formation, transmission, reception and processing of signals and data in the ICS.

**Keywords:** information, information-operating system, quantity of the information, navigation, entropy, value of the information, efficiency.

### 1. ПОДХОДЫ К ОПРЕДЕЛЕНИЮ КОЛИЧЕСТВА ИНФОРМАЦИИ

Количественную сторону информации впервые упоминает и её необходимость обосновывает Р. Фишер. В работе [1], основываясь на анализе отклонений обработки статистических данных по критерию  $\chi^2$ , он отмечал: «Количество информации, содержащейся в данных, можно определить совершенно точно, а на основе этого можно

вычислить и ту часть информации, которая используется той или иной неэффективной статистикой. Этот же прием можно применить и при сравнении эффективных статистик при малых выборках». И далее: «Знание количества информации, содержащегося в различных частях материала, может оказать помощь при планировании затрат труда и других ресурсов, необходимых для проведения различного рода наблюдений».

Трудности в определении количества информации очевидны. Прежде всего, невозможно указать естественный нуль, то есть начало шкалы отсчета. Любая анизотропность физического (или кибернетического) пространства или процесса обладает информацией. Даже для утверждения об изотропности пространства (процесса) необходимы некоторые сведения. В связи с этим количеству информации присущ *релятивизм*.

С другой стороны, любой исследуемый объект потенциально обладает бесконечным количеством информации. Чтобы определить существенные информационные стороны исследуемого объекта необходимо заменить его моделью с определяемыми ограничениями. Но модель всегда лишь способ представления реального объекта. Поэтому конечное количество информации можно определить при применении адекватной модели информационного описания объекта.

На основе трудов Р. Хартли, К. Шеннона, Н. Винера, А.Н. Колмогорова, А.Я. Хинчина, Н.П. Рашевского сложились три основных подхода к определению количества информации: вероятностный, алгоритмический и топологический.

**Вероятностный** подход (Р. Хартли, [2]) заключается в определении количества информации в виде числового параметра передаваемого сообщения, который не зависит от формы его представления и характеризует неопределенность, снимаемую после получения сообщения в виде сигнала.

Р. Хартли предложил для определения количества информации, образующейся при снятии неопределенности системы с  $M$  равновероятными дискретными состояниями, логарифмическую меру:

$$I = -\Xi \ln P, \quad (1)$$

где  $P=P_1=P_2=\dots=P_M=1/M$  – вероятности состояний,  $\Xi$  – нормирующий коэффициент.

Выбор:

а) логарифмической функции (1) соответствует интуитивным представлениям об аддитивности информации;

б) нормирующего коэффициента определяет единицы измерения количества информации:

– при  $\Xi=1$  размерность  $[I]$  = нат;

– если  $\Xi=1/\ln 2$ , то  $[I]$  = бит;

– если же  $\Xi=k=1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град (коэффициент Больцмана), то количество информации измеряется по физической шкале.

К. Шеннон определив количество информации как математическое ожидание величины, вычисленной по формуле Больцмана (1), распространил её на вычисление количества информации (бит) для систем с  $M$  неравновероятными дискретными состояниями:

$$I = - \sum_{i=1}^M P_i \log_2 P_i$$

где  $P_i$  ( $i=1,2,\dots,M$ ) – вероятности состояний.

К. Шенон явно видел затруднения в выборе или формулировке самой дефиниции информации. Чтобы уйти от необходимости отвечать на вопрос: «Что такое информация?», он, по совету Н. Винера, применил в теории информации термин энтропия.

Термин энтропия был известен в термодинамике Больцмана как мера неупорядоченности термодинамической системы. По аналогии и в теории информации количество неизвестной информации, которой потенциально обладает информационная система, но над ней не проведен опыт по определению её действительного состояния, названо *энтропией*.

Энтропия – мера неопределенности, незнания системы, впоследствии снятая энтропия была названа Л. Брюллиэном *негэнтропией* [3]. По абсолютной величине энтропия и количество информации (негэнтропия) равны. Различие между энтропией и количеством информации смысловое.

**Алгоритмический** принцип введен академиком А.Н. Колмогоровым [4]. Он основан на фундаментальном свойстве информации появляться только при изменениях объектов. Переход информационного объекта **A** в информационный объект **B** можно описать при помощи некоторого алгоритма  $\alpha_{AB}(S_A, S_B, L_{AB, \min})$ , который является функционалом соответственно сложностей  $S_A$  и  $S_B$  рассматриваемых объектов, а также минимизированной длины  $L_{AB, \min}$  программы реализации алгоритма, переводящего объект **A** в объект **B**. По Колмогорову количество информации, получаемой при переводе объекта **A** в объект **B**:

$$I_{AB} = L_{AB, \min} = \min[L_{AB}].$$

При использовании двоичной системы счисления объем информации, соответствующий программе  $L_{AB, \min}$ , равен количеству информации, записанной в требующемся для такой записи регистре двоичных чисел. Один бит информации при этом соответствует одному элементу, реализующему один разряд двоичного числа. Поэтому при алгоритмическом подходе, в отличие от вероятностного, количество информации всегда есть целое число.

**Топологический** подход к измерению количества информации введен американским (США) социологом и биофизиком российского происхождения Н.П. Рашевский (N. Rashevsky) в 1955 г.

Этот подход заключается в том, что информация определяется с точки зрения меры преобразования ее различных структур, инвариантных при различных топологических изменениях [5]. Метод основан на использовании теории графов и нашел широкое применение в биологии при анализе генетических структур, создаваемых ограниченным количеством первичных структурных элементов [6].

Количество обрабатываемой информации обуславливает требования к техническим характеристикам информационно-управляющих систем (ИУС) технических сложных объектов, их структурные и алгоритмические особенности. Количество технической информации является одним из качественных показателей эффективности ИУС.

## 2. КОЛИЧЕСТВЕННАЯ МЕРА ИНФОРМАЦИИ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ТЕХНИЧЕСКИХ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Не всякая информация, как объективно присущая материальному объекту или физическому процессу, так и полученная в результате генерации, представляет интерес для определенного потребителя. В то же время решение задач управления невозможно без обновления информации. Следовательно, существует объективная необходимость отделить информацию, важную конкретному потребителю, от общего количества информации, получаемой им же, и количественно оценить её ценность.

Использование информации в технических системах, необходимость и особенности её количественной оценки рассмотрим на примере решения навигационных задач. Для управляемых объектов измерительного комплекса (ИК), как средств, так и объектов контроля и их информационно-управляемых систем типичная информационная задача добывания, обработки и использования информации в целях достижения максимальной эффективности использования объектов по функциональному назначению.

Главная задача навигации – позиционирование (определение координат) транспортных объектов, в том числе подвижных, – транспортных средств, и неподвижных, – инфраструктурных объектов.

Позиционирование – это результат измерения координат техническими (навигационными) устройствами и системами, которые реализуют определенные методы навигации.

Навигационные системы (устройства) имеют свои особенности, которые характеризуются конечной точностью и отражаются на количестве и ценности получаемой навигационной информации. Очевидно, следует *постулировать*, что навигационные системы (устройства) априори формируют только такую информацию, которую следует считать ценной, а ценность её пропорциональна количеству. Отсюда задача – формировать, в результате измерений и обработки данных, максимальное количество информации.

Информационные особенности различных методов навигации заключаются в следующем. Метод *засечек* имеет неоднозначность позиционирования, возникающую из-за множественности пересечений линий положения. Поэтому есть необходимость предварительно грубо определить область  $\Omega$  размерности  $n \in N$  (на плоскости – это площадь  $S$ , в пространстве трех координат – объём  $V$ ), в пределах которой достоверно может находиться транспортный объект [7].

Методу *счисления* пути присуща погрешность, возрастающая с течением времени, поэтому ценность такой информации с течением времени убывает.

*Корреляционно-экстремальный* метод характеризуется нестационарностью параметров статистических характеристик определяемых координат.

Кроме того, глобальность современных перевозок, а также конечная надежность средств навигации во многих случаях не позволяют иметь непрерывное навигационное обеспечение, как в пространстве, так и во времени.

В связи с перечисленными особенностями необходима мера количественного определения ценности навигационной информации, которая позволяет адекватно их учитывать.

Навигационная информация имеет смысловое отношение к объекту. Поэтому количественное значение информации связано с тезаурусом и должно однозначно определяться известными методами вычисления.

Мера количества информации, введенная Харкевичем А.А., соответствует физической сущности уменьшения неопределенности положения ПТС апостериори, в момент, следующий непосредственно после проведения навигационных измерений. Методику Харкевича А.А., применимость которой возможна при знании априорной и апостериорной вероятностей положения ПТС, предложено применить для вычисления объемной и маршрутной навигационной информации. Отношение апостериорной и априорной вероятностей решения объектом задачи:

- в первом случае обратно пропорционально мерам соответствующих областей неопределенности;

- во втором случае вычисляется через функции потерь, введенным Стратоновичем Р.Л. для общего случая вычисления информации и конкретизированной в работе для решения навигационных задач.

При исследовании информационных потерь радионавигационных сигналов рассматривается формирование навигационной информации аналогично передаче сообщений по каналам связи. Информация выступает обезличенной, т.е. является синтаксической.

Из наиболее известных количественных показателей ценности информации следует назвать показатели, введенные А.А.Харкевичем, В.И.Корогодиным и Р.Л. Стратоновичем.

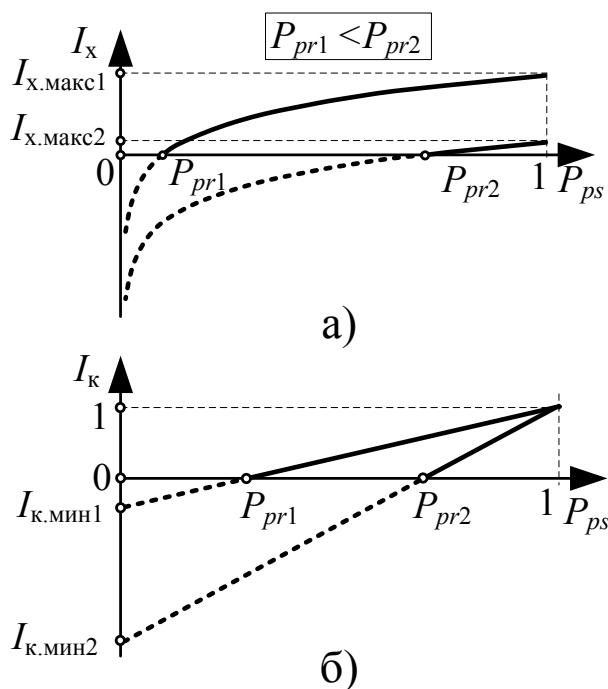


Рис .1. Зависимость количественной меры ценности информации от апостериорной вероятности:  
по Харкевичу (а) и Корогодину (б)

Показатели ценности информации по А.А.Харкевичу и В.И.Корогодину применяются при условии, что цель управления достижима с априорной вероятностью  $P_{pr}$  до получения информации и с апостериорной вероятностью  $P_{ps}$  после её получения.

Согласно А.А. Харкевичу ценность информации

$$I_x = \log_2 (P_{ps}/P_{pr}). \quad (2)$$

Если при фиксированной вероятности  $P_{pr}$  апостериорная вероятность может принимать значения  $1 \geq P_{ps} \geq P_{pr}$ , что совершенно естественно, то количество ценной информации находится в пределах  $I_{x,\max} < I_x < 0$  (рис. 1, а). Логарифмическая зависимость (2) позволяет сохранить свойства шенноновского количества информации, позволяет измерять ценность в битах. Одновременно заметим, что ценной является только  $I_x > 0$ . Если  $I_x < 0$ , то следует это интерпретировать как ухудшение условий навигации после измерений, то есть как дезинформацию. Таким образом, формула (2) позволяет не только определить количество ценной информации, но и наличие дезинформации.

Мера ценности информации В.И.Корогодина определяется по формуле

$$I_k = (P_{ps} - P_{pr})/(1 - P_{pr}). \quad (3)$$

В отличие от ценности (2) она изменяется (рис. 1, б) от  $I_{k,\min} < 0$  до единицы и представляет собой безразмерную величину. С мерой ценности А.А. Харкевича ценность (3) связана соотношением:

$$I_k = P_{ps} 2^{Ix} (1 - 2^{-Ix}) / (2^{Ix} - 1).$$

Несмотря на то, что мера ценности информации по В.И.Корогодину имеет линейную зависимость от апостериорной вероятности, ценность по А.А. Харкевичу предполагается более универсальной.

Выражение (2) даёт измерения количества информации в единицах, приведенных в пояснениях в формуле (1). Формула (2) дает существенно различные результаты при различных исходных условиях, в то время как формула (3) при вероятности  $P_{ps}$  близкой к единице фактически нормирует получаемую информацию.

**Объёмная информация.** Количество навигационной информации, определяемой по А.А. Харкевичу (рис. 2), которую будем называть *объёмной*  $I_o$ , определим из условия, что позиционируемый объект согласно грубым предположениям в любой момент времени достоверно может занимать в многомерном (фазовом) пространстве область  $\Omega(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , мера которой

$$V_n = \iiint_{\Omega} \dots \int \Omega(x_1, x_2, \dots, x_n) d\Omega. \quad (4)$$

В некоторый фиксированный момент времени  $t_i$ ,  $i=0,1,2,3$ , благодаря априорным сведениям о движении объекта, область его положения может быть конкретизирована до области  $\Omega_{pr,i}$  мерой  $V_{n,pr,i}$ :

$$\Omega_{pr,i}(x_{1,pr,i}, x_{2,pr,i}, \dots, x_{n,pr,i}) \subset \Omega(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (5)$$

где  $x_{k,pr,i}$ ,  $k \in \overline{1, n}$ , – априорные координаты объекта в момент времени  $t_i$ .

Если одновременно в момент времени  $t_i$  выполнены навигационные измерения, то можно указать область  $\Omega_{изм,i}$ , в которой с вероятностью не ниже заданной  $P_{зад}$  находится объект позиционирования:

$$\Omega_{изм,i}(x_{1,изм,i}, x_{2,изм,i}, \dots, x_{n,изм,i}) \subset \Omega(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (6)$$

где  $x_{k,изм,i}$ ,  $k \in \overline{1, n}$  – координаты объекта, измеренные в момент времени  $t_i$ .

С учетом условий (5) и (6) после измерения в момент времени  $t_i$  возможная область положения объекта изменяется до

$$\Omega_{ps_i} = \Omega_{изм_i}(x_{1изм_i}, x_{2изм_i}, \dots, x_{nизм_i}) \cap \Omega_{pr_i}(x_{1pr_i}, x_{2pr_i}, \dots, x_{npr_i})$$

мера которой  $V_{n.ps.i}$ .

Отношение мер  $V_{n.pr.i}/V_{n.ps.i}$  характеризует уменьшение энтропии навигационного процесса. В определении А.А. Харкевича это соответствует получению количества навигационной (ценной) информации в момент  $t_i$

$$I_{0i} = \log_2(V_{n.pr.i}/V_{n.ps.i}). \quad (7)$$

Введя в рассмотрение коэффициенты веса мер соответствующих областей:

$$\alpha_{n.pr.i} = V_{n.pr.i}/V_{n.изм.i}; \quad \alpha_{n.ps.i} = V_{n.ps.i}/V_{n.изм.i},$$

выражение (7) можно записать в виде:

$$I_{0i} = \log_2(\alpha_{n.pr.i}/\alpha_{n.ps.i})$$

**Маршрутная информация.** Количество информации по Р.Л. Стратоновичу вводится для тех случаев управления, когда цель достоверно достигается несколькими альтернативными путями (алгоритмами). Для сравнения различных алгоритмов достижения цели между собой вводится функция штрафов, которой оцениваются потери в результате действий, выполненных в зависимости от выбранного алгоритма. Выбор наиболее удачного (с минимальным штрафом) алгоритма определяется наличием в распоряжении той или иной информации.

Этот метод вычисления количества навигационной информации применим для позиционной навигации при устранении неоднозначности определения координат, а также при решении задачи маршрутного движения. Информацию по Стратоновичу  $I_{mr}$  будем называть *маршрутной*.

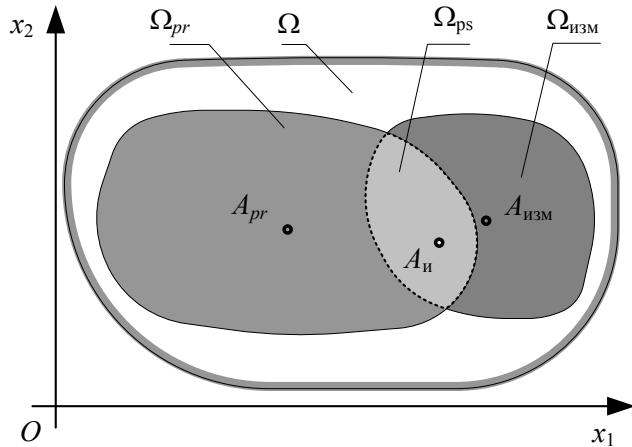


Рис. 2. Определение количества навигационной информации по Харкевичу:  $A_{pr}$  – математическое ожидание (м.о.) точки позиционирования ПТС в априорной области;  $A_{изм}$  – м. о. точки позиционирования ПТС в области измеренных координат;  $A_i$  – истинное положение точки позиционирования ПТС

**Устранение неоднозначности позиционирования.** Количество информации при устранении неоднозначности позиционирования рассмотрим на примере движения транспортного объекта на плоскости (рис. 3). Пусть целью его перемещения является достижение точки  $K(x_k, y_k)$ . В начальный момент времени  $t_0$  вследствие неоднозначности позиционирования может быть принято решение о местонахождении объекта в одной из точек плоскости  $xOy$  – в истинной  $A_i(x_i, y_i) \in S_i$  или ложной  $A_l(x_l, y_l) \in S_l$ . В любом случае формируется траектория достижения цели: при выборе ложной области  $S_l$  –

предполагаемая траектория  $L_{\text{пр}}(x,y)$ , при выборе истинной области  $S_i$  – траектория  $L_i(x,y)$ . Траектория  $L_{\text{пр}}(x,y)$ , начинаясь в точке  $A_{\text{л}}(x_{\text{л}},y_{\text{л}})$ , должна привести управляемый подвижный объект из ложной точки позиционирования, которая воспринимается как истинная, в точку назначения (наведения)  $K(x_k,y_k)$ .

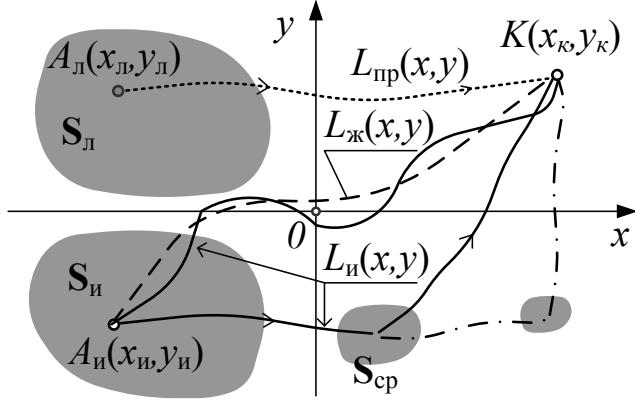


Рис. 3. К определению количества информации по Р.Л. Стратоновичу

Однако реально движение объекта происходит по ложной траектории  $L_{\text{л}}(x,y)$ , которая начинается в точке  $A_{\text{л}}(x_{\text{л}},y_{\text{л}})$  и является параллельным переносом траектории предполагаемой  $L_{\text{пр}}(x,y)$ . Движение по ложной траектории направлено на псевдоконечную точку  $K'$ . Исход этого движения альтернативен:

а) по результатам последующих навигационных измерений в некоторой области смены решения  $S_{\text{ср}}$  происходит отказ от ложного решения и перенацеливание транспортного объекта на движение в конечную точку  $K$ ;

б) движение продолжается до точки  $K'$  и, так как конечная цель перевозки обнаружена не будет, в области  $S_{\text{во}}$  либо происходит восстановление ориентирования с последующим движением в точку  $K$ , либо задачи перевозки останутся невыполнеными.

Выбор области положения истинной или ложной точки навигации – задача грубого определения местоположения объекта. Количество навигационной информации, получаемой при грубом выборе, большая, но формула (2) не может в полной мере дать её оценку. Здесь более приемлем подходит Стратоновича.

Пусть на плоскости  $x_1Ox_2$  задана некоторая функция штрафов  $C(x_1,x_2)$ . Тогда при известной эффективности навигационного обеспечения  $W(x_1,x_2)$  потери, которые сопровождают перемещение объекта из одной точки плоскости в другую по траектории  $L(x_1,x_2)$ :

$$R_2(L) = \int_{L(x_1,x_2)} C(x_1,x_2) W(x_1,x_2) dl \quad (8)$$

Количество информации  $I_{\text{пр}}$ , получаемое при грубом выборе области  $S_i$  на плоскости:

$$I_{\text{пр}} = \log_2 \frac{R_2(L_i)}{R_2(L_{\text{ж}})}. \quad (9)$$

Формулы (8) и (9) можно индуцировать и на  $n$ -мерное пространство, если учесть, что

$$R_n[L_u(\mathbf{X})] = \int_{L_u(\mathbf{X})} C(\mathbf{X}) W(\mathbf{X}) dl, \quad R_n[L_k(\mathbf{X})] = \int_{L_k(\mathbf{X})} C(\mathbf{X}) W(\mathbf{X}) dl, \quad (10)$$

где  $\mathbf{X}$  – вектор координат  $n$ -мерного пространства

$$\mathbf{X}^t = [x_1, x_2, \dots, x_n].$$

Выбор функции штрафа  $C(\mathbf{X})$  определен ясными требованиями: она должна быть однозначной, монотонно возрастающей и мат.продуктивной [8].

Функция эффективности перевозок  $W(\mathbf{X})$  показывает степень соответствия реального процесса перевозки заданным требованиям. В простейшем случае, при  $W=1$  и  $C=1$  потери, выражаемые формулами (8) или (10), заключаются, по крайней мере, в увеличении расстояния, на которое перемещается объект навигации.

Знание количества маршрутной информации  $I_{mp}$  позволяет определить заранее, на этапе проектирования, объём памяти кибернетического устройства, необходимой для исключения сбоев, связанных с невозможностью восстановления истинной траектории в случае ошибочного решения по грубому выбору области положения объекта навигации.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для каждого информационного процесса должно быть сформулировано непротиворечивое определение понятия информации.

Формулировка определения основного объекта исследований при информационном анализе управляемых объектов и ИУС должна (в рамках общефилософской трактовки) соответствовать принятым в кибернетике определениям и учитывать особенности их функционирования.

Информационно-управляющими техническими системами, функционирующими на основе информации, добываемой на фоне множества помех, постоянно решается двуединая задача не пропустить ценную информацию и сохранить её неискаженный характер при априорно заданных ограничениях. Это предполагает поиск эффективных алгоритмов обработки больших массивов информации.

Информация может «отрываться» от первоначального материального носителя и чередуя (в качестве промежуточных носителей ряд объектов) представлять в виде самостоятельной сущности что следует учитывать при построении структур формирования, передачи, приема и обработки вновь образованных сведений. Это дает возможность представлять её ценность количественными показателями.

Количественное определение информации позволяет обосновать длину информационного слова (количество разрядов) в двоичном коде, необходимую для записи количества всех возможных, с заданной вероятностью определяемых, областей неопределенности (навигационных кластеров) в пределах рабочей области вариаций параметров ИУС.

Рассмотренные подходы к вычислению количества навигационной информации можно распространить на другие технические системы, ибо полученные формулы вычислений количества информации важны для инженерной практики при синтезе микропроцессорной аппаратуры ИУС.

### ЛИТЕРАТУРА

- Шеннон К. Математическая теория связи // Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Изд-во ИЛ, 1963. – С. 243–332.

2. Теория информации и ее приложения: сб. переводов / Под ред. А.А. Харкевича. – М.: Изд-во физ.-мат. лит-ры, 1959. – 623 с.
3. Бриллюэн Л. Наука и теория информации. – М.:Наука, 1966. – 420 с.
4. Колмогоров А. Н. К логическим основам теории информации и теории вероятностей // Проблемы передачи информации, 1969. – Т.5. – Вып. 3.– С.3–7.
5. Российский радионавигационный план // НТЦ «Интернавигация» [Электронный ресурс]. – [1994]. – Режим доступа: <http://www.internavigation.ru/>
6. Савчук В.В. Топология дискурса: возможность выбора логических констант в организации пространства мира / В.В.Савчук, В.И. Разумов, И.А.Кребель [Электронный ресурс] – [2007]. – Режим доступа: [http://www.antropoto-pos.ru/Article/5\\_May\\_Sept/1\\_topology\\_discourse.doc](http://www.antropoto-pos.ru/Article/5_May_Sept/1_topology_discourse.doc).
7. Марюхненко В.С. Информационная оценка навигационных измерений в условиях априорной неопределенности / В.С. Марюхненко, Ю.Ф.Мухопад // Электромагнитные волны и электронные системы». – 2006. – №10. – С.55–61.
8. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. –320 с.
9. Мухопад Ю.Ф. Formal transformation on the system model. Компьютерная алгебра // тр. междунар. конгресса Nova Science Publisheers, Inc. New York, 1993 С. 112-118.

#### REFERENCES

1. Shannon To. The mathematical theory of communication//Works under the theory of the information and cybernetics. - M: Publishing house SILT, 1963. - With. 243-332.
2. The Theory of the information and its appendix: сб. Transfers / Under the editorship of A.A.Harkevicha. - M: Publishing house a fiz.-floor-mat. Lighted-ry, 1959. - 623 with.
3. Brilljuen L.Nauka and the information theory. - M.:Нauка, 1966. - 420 with.
4. Kolmogorov And. H. To logic bases of the theory of the information and probability theory//information transfer Problems, 1969. - T.5. - Vyp. 3. - С.3-7.
5. The Russian radio navigating plan//scientific and technological centre "Интернавигация" [the Electronic resource]. - [1994]. - an access Mode: <<http://www.internavigation.ru/>>
6. Savchuk V.V.Topologija of a discourse: possibility of a choice of logic constants in the organisation of space of the world / V.V.Savchuk, V.I.Razumov, I.A.Krebel [the Electronic resource] - [2007]. - an access Mode:<[http://www.antropotopos.ru/Article/5\\_May\\_Sept/1\\_topology\\_discourse.doc](http://www.antropotopos.ru/Article/5_May_Sept/1_topology_discourse.doc)>.
7. Marjuhnenko V. S. An information estimation of navigating measurements in the conditions of aprioristic uncertainty / V.S.Marjuhnenko, J.F.Muhopad//Electromagnetic waves and electronic systems ». - 2006. - №10. - С.55-61.
8. Tikhonov V. I. Optimum reception of signals. - M: Radio and communication, 1983.-320 with.
9. Muhopad J.F. Formal transformation on the system model. Computer algebra//тр. междунар. Congress Nova Science Publisheers, Inc. New York, 1993 With. 112-118.

## ОДНОПОЗИЦИОННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИСТАНЦИИ ДО ОБЪЕКТА В ПАССИВНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ ЛОКАТОРА

Ю. В. Петров

БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова, Санкт-Петербург, РФ

**Аннотация.** Исследуется алгоритм однопозиционного определения параметров относительного положения и перемещения наблюдателя и излучающего объекта при соблюдении скрытности работы наблюдателя. Алгоритм разработан на основе метода, предложенного в [1], в котором для определения местоположения и параметров движения источника излучения используется информация, поступающая по двум измерительным каналам: «угломерному» и «амплитудному», а также от средств радиотехнической или гидроакустической разведки («скоростной» канал).

**Ключевые слова:** однопозиционная локация, излучающая цель, пассивные методы, определение местоположения, калмановская фильтрация

## SINGLE-POSITION DETERMINATION OF THE DISTANCE TO THE OBJECT IN THE PASSIVE LOCATOR

Yu. V. Petrov

BSTU «VOENMEH» named D. F. Ustinov, Saint Petersburg, RF

**Abstract.** The paper presents an algorithm of a single-site determination of the parameters of the relative position and movement of the observer and the emitting object while respecting the secrecy of the work of the observer. The algorithm is developed on the basis of the method proposed in [1], wherein to determine the location and motion parameters of radar used, information on the two measurement channels: "azimuth" and "amplitude" as well as from the means of radio or sonar exploration ("speed" channel).

**Keywords:** single position location, radar target, passive methods, positioning, Kalman filtering.

Одним из способов решения задачи обеспечения помехозащищенности работы различных локационных средств является использование пассивных систем, к которым относятся системы радиотехнической и гидроакустической разведки [1-4]. Особенностью пассивных систем является то, что из-за отсутствия информации о времени излучения и точном значении несущей частоты излучаемого сигнала непосредственное измерение дальности до излучателя и скорости сближения с ним по запаздыванию сигнала и доплеровскому сдвигу частоты принимаемого сигнала невозможно. В такой ситуации для определения координат используются методы косвенного оценивания на основе измерений угловых координат и амплитуд принимаемых сигналов источников излучения (ИИ) при приеме сигналов в одной или нескольких разнесенных точках пространства [5-7]. В однопозиционных локационных системах, в отличии от многопозиционных, нет необходимости использовать каналы связи, функционирование которых способствует демаскированию приемных позиций. Достоинством таких систем является высокая помехозащищенность при оценивании координат и параметров движения излучающих целей [8-10].

В работе [11] предложен метод оценивания дальности, скорости и путевого угла подвижного ИИ, использующий информацию, поступающую по двум измерительным каналам: «углерному» и «амплитудному», а также с привлечением информации от средств радиотехнической или гидроакустической разведки («скоростной» канал).

«Углерный» канал, построенный в соответствии с методом, описанным в статье [10] дает, в отличии от предложенного в ней, оценку не самой дальности до ИИ, а отношения тангенциальной скорости к дальности до ИИ

$$(V_r/D) = \hat{\gamma}_r.$$

По измерениям амплитуды оценить дальность до ИИ не представляется возможным из-за большой погрешности такой оценки. Но можно воспользоваться изменением амплитуды сигнала во времени, обусловленной изменением дальности до ИИ (или постоянством амплитуды при отсутствии этого изменения). Из-за значительных флюктуаций амплитуды сигналов используется осреднение результатов измерений за достаточно большие интервалы времени. Реализованный таким образом «амплитудный» канал дает оценку отношения радиальной скорости к дальности до ИИ  $(V_r/D) = \hat{\gamma}_r$ .

«Скоростной» канал использует информацию из средств радиотехнической или гидроакустической разведки. Предполагается, что цель идентифицирована, классифицирована и выдвинута гипотеза об оценке ее крейсерской скорости  $\hat{V}_{kp}$ .

Полученные по первым двум «каналам» оценки позволяют оценить путевой угол (направление движения) ИРИ  $\hat{\psi}$ :

$$\hat{\psi} = \operatorname{arctg} \frac{\hat{\gamma}_r}{\hat{\gamma}_\tau} [0,2\pi] \quad (1)$$

Учитывая очевидное соотношение

$$D = V / \sqrt{(V_\tau/D)^2 + (V_r/D)^2}, \quad (2)$$

можно получить оценку дальности до ИИ  $\hat{D}$ , используя информацию из всех трех «каналов»:

$$\hat{D} = \hat{V}_{kp} / \sqrt{\hat{\gamma}_\tau^2 + \hat{\gamma}_r^2} \quad (3)$$

Метод позволяет получить оценки всех трех неизвестных параметров: дальность, скорость и направления его движения. Точность оценок зависит от времени и соответствия принятых гипотез реальным значениям параметров.

В работе [12] определены статистические характеристики ошибок каждой оценки соответствующих параметров в трех каналах, а также ошибок оценивания местоположения и параметров движения ИИ.

$$\sigma_{\Delta\hat{\psi}}^2 = \cos^4(\psi - \varphi) \cdot \sigma_{\Delta\hat{\gamma}_\tau}^2 / \hat{\gamma}_\tau^2 + \sin^4(\psi - \varphi) \cdot \sigma_{\Delta\hat{\gamma}_r}^2 / \hat{\gamma}_r^2 \quad (4)$$

$$\sigma_{\Delta\hat{D}}^2 / D^2 = \sigma_{\Delta\hat{V}_{kp}}^2 / V^2 + \sin^4(\psi - \varphi) \cdot \sigma_{\Delta\hat{\gamma}_\tau}^2 / \hat{\gamma}_\tau^2 + \cos^4(\psi - \varphi) \cdot \sigma_{\Delta\hat{\gamma}_r}^2 / \hat{\gamma}_r^2 \quad (5)$$

где  $\sigma_{\Delta\hat{\gamma}_r}^2$  - дисперсия ошибок оценивания отношения проекции тангенциальной скорости ИИ к дальности до него  $\hat{\gamma}_r$ ;  $\sigma_{\Delta\hat{V}}^2$  - дисперсия ошибок оценивания отношения проекции радиальной скорости ИИ к дальности до него  $\hat{V}_r$ ;  $\sigma_{\Delta\hat{\psi}}^2$  - дисперсия ошибок оценивания скорости ИРИ  $\hat{V}$ ;  $V, \psi$  - скорость и курс ИРИ соответственно;  $\phi$  - пеленг наблюдателя на ИРИ.

Как видно из этих выражений, дисперсии ошибок оценивания путевого угла и дальности до ИРИ зависят от точностей оценивания отношений проекций радиальной и тангенциальной скоростей ИИ к дальности до него (которые изменяются во времени в процессе обработки измерений) и направления движения ИРИ относительно пеленгатора.

Экспериментальное исследование алгоритма однопозиционного определения местоположения и параметров движения источника радиоизлучения в пассивной локационной системе проводилось методом имитационного математического моделирования на персональном компьютере. В качестве аналога модели ИРИ была взята навигационная система AN/SPS-64 (ширина диаграммы направленности антенны по азимуту  $1,25^\circ$ , коэффициент усиления 28 dB, скорость вращения 33 оборота в минуту), установленная на десантном корабле типа «Wasp» (крейсерская скорость 18 узлов). Ошибки измерений амплитуды и пеленга на ИРИ носили случайный характер, проводилось осреднение результатов исследований по 100 реализациям.

Основные результаты исследований:

- Точность оценивания дальности до ИРИ (СКО ошибок) за время 120 секунд достигло значений 0,1 км на дальности 5 км; 0,5 км на дальности 10 км; 2,0 км на дальности 20 км.
- Точность оценивания путевого угла ИРИ (СКО ошибок) за время 120 секунд достигло значений 1,2 градуса на дальности 5 км; 3,0 градуса на дальности 10 км; 6,0 градусов на дальности 20 км.
- При уменьшении отношения сигнал/шум (и увеличении дальности до ИРИ) требуется большее время (до 300-600 секунд) для достижения заданной точности (10-20 процентов от дальности).
- Скорость и путевой угол ИРИ мало влияют на точность оценивания дальности.
- Представляется целесообразным сначала «грубо» оценивать путевой угол ИИ, а затем, в зависимости от его значения, определять требования по точности к «амплитудному» и «угломерному» каналам для обеспечения более точного решения задачи.
- Ошибки в гипотезе об оценке крейсерской скорости ИРИ в «скоростном» канале (из средств радиотехнической или гидроакустической разведки) прямо пропорционально влияют на оценку дальности до ИРИ и не влияют на оценку путевого угла.

- При «грубых» измерениях пеленгов (увеличении СКО ошибок измерения) требуется увеличение числа фильтров при обработке в угломерном канале, что приводит к повышению затрат имеющихся вычислительных ресурсов.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. Монография. М.: Радиотехника, 2014. – 528 с.
2. Мельников Ю.П. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения / Ю.П. Мельников, С.В. Попов – М.: «Радиотехника», 2008. – 432 с.
3. Мельников Ю.П. Методы оценки эффективности воздушной радиотехнической разведки / Ю.П. Мельников – МО, 2005. – 304 с.
4. Быстров Р.П. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов. Монография / Под ред. Р.П. Быстрова и А.В. Соколова. – М: Радиотехника, 2008. – 320 с.
5. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
6. Бызов А.Н., Петров Ю.В., Юхно С.А. Определение местоположения источников радиоизлучения в бортовых пассивных РЛС при групповых действиях летательных аппаратов // Радиопромышленность. Выпуск 4. 2015. с.7-17.
7. Байшев В.М., Иванов С.Ю., Попов В.А. Активные и пассивные радиотехнические средства в системе наблюдения за обстановкой в интересах корабельной группы // Морская радиоэлектроника. 2013. №1(43)
8. Медведев В.П. Исследование методов определения местоположения источников радиоизлучения с борта летательного аппарата. Дисс. канд. техн. наук: 05.12.14. / Медведев Виталий Петрович. – Таганрог, 2007. – 154 с.
9. Бызов А.Н., Петров Ю.В. Определение местоположения источника радиоизлучения пассивными средствами летательного аппарата // Вопросы радиоэлектроники, Серия РЛТ. Выпуск 4. 2014. XII. С. 47-56.
10. Рудинский А.В., Шенгелия М.В. О возможности однопозиционного определения дистанции до объекта в пассивном режиме работы радиотелескопа // Фундаментальные исследования, 2013. №11. с.648-650.
11. Петров Ю.В. Определение местоположения излучающих целей в пассивных однопозиционных радиолокационных системах // Известия РАРАН № 3. 2016, с.155-158.
12. Петров Ю.В., Бызов А.Н., Артемьев А.В. Оценка потенциальной точности определения местоположения и параметров движения источников радиоизлучения в пассивных однопозиционных радиолокационных системах // Вопросы оборонной техники. 2017. №5-6.

### REFERENCES

1. Verba V.S. Airborne radar surveillance and guidance systems. Principles of construction, development problems and features of functioning. Monograph. M : Radiotekhnika, 2014 .-- 528 p.
2. Melnikov Yu.P. Radio-technical intelligence. Methods for assessing the effectiveness of location of radiation sources / Yu.P. Melnikov, S.V. Popov - M : "Radiotekhnika", 2008. - 432 p.
3. Melnikov Yu.P. Methods for assessing the effectiveness of airborne electronic intelligence / Yu.P. Melnikov - MO, 2005 .-- 304 p.
4. Bystrov R.P. Passive radar: methods for detecting objects. Monograph / Ed. R.P. Bystrov and A.V. Sokolov. - M: Radiotekhnika, 2008 .-- 320 p.
5. Chernyak V.S. Multi-position radar / V.S. Chernyak. - M : Radio and communication, 1993 .-- 416 p.
6. Byzov A.N., Petrov Yu.V., Yukhno S.A. Determination of the location of radio emission sources in on-board passive radars during group actions of aircraft // Radioindustry. Issue 4. 2015. p. 7-17.
7. Baishev V.M., Ivanov S.Yu., Popov V.A. Active and passive radio equipment in the monitoring system for the situation in the interests of the ship group // Marine Radioelectronics. 2013. No1 (43)

8. V.P. Medvedev Investigation of methods for determining the location of radio emission sources from an aircraft. Diss. Cand. tech. Sciences: 05.12.14. / Medvedev Vitaly Petrovich. - Taganrog, 2007 .-- 154 p.
9. Byzov A.N., Petrov Yu.V. Determination of the location of the source of radio emission by passive means of the aircraft // Questions of radio electronics, Series RLT. Issue 4. 2014. XII. S. 47-56.
10. Rudinsky A.V., Shengelia M.V. On the possibility of one-position determination of the distance to the object in the passive mode of operation of the radio telescope // Fundamental research, 2013. No. 11. p. 648-650.
11. Yu.V. Petrov Determination of the location of emitting targets in passive single-position radar systems // Izvestia RARAN No. 3. 2016, pp. 155-158.
12. Petrov Yu.V., Byzov A.N., Artemiev A.V. Assessment of the potential accuracy of determining the location and parameters of movement of radio sources in passive single-position radar systems // Problems of defense technology. 2017. No. 5-6.

# ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНИКОВ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС, РАБОТАЮЩЕЙ С СИГНАЛАМИ ПОДСИСТЕМЫ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДОПОЛНЕНИЯ.

М.В. Авдеев, Н.В. Дубинин, Д.В. Шатов

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предложена математическая модель определения среднеквадратической ошибки местоположения аппаратуры потребителей спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, использующей подсистему функционального дополнения на основе геостационарных космических аппаратов. Приведены результаты моделирования.

**Ключевые слова:** спутниковые радионавигационные системы, функциональные дополнения, навигационная аппаратура потребителей, помехозащищенность

## DESCRIPTION OF A MODEL FOR DETERMINING THE ACCURACY CHARACTERISTICS OF RECEIVERS OF THE GLONASS SATELLITE RADIO NAVIGATION SYSTEM WORKING WITH SIGNALS OF THE FUNCTIONAL COMPLEMENT SUBSYSTEM.

M.V. Avdeev, N.V. Dubinin, D.V. Shatov

VUNC VVS "VVA named after Prof. N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin", Voroneg, Russia

**Abstract.** A mathematical model is proposed for determining the root-mean-square error of the location of the consumer equipment of the GLONASS satellite radio navigation system using a functional complement subsystem based on geostationary spacecraft. The simulation results are presented.

**Keywords:** satellite radio navigation systems, functional additions, consumer navigation equipment, noise immunity

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Для повышения надежности и точности определения координат наземных объектов в настоящее время широко применяется аппаратура потребителей спутниковых радионавигационных систем (АП СРНС), использующая подсистемы функционального дополнения (ФД), что позволяет снизить ошибки определения местоположения от единиц до долей метров [1]. Подсистемы ФД развёртываются на основе сетей передатчиков, излучающих сигналы на рабочих частотах СРНС, по структуре и формату аналогичные сигналам навигационных спутников (НС) [1,2]. Анализ основных тенденций развития СРНС показывает, что подсистемы ФД для обеспечения максимальной зоны покрытия могут развёртываться на основе геостационарных космических аппаратов (ГКА). В настоящее время развернута система дифференциальной коррекции и мониторинга (СДКМ), которая является комплексом высокоточного широкозонного функционального дополнения системы ГЛОНАСС. Одними из функций системы СДКМ является доставка через собственные геостационарные ретрансляторы корректирующей информации (КИ),

информации о целостности (ИЦ) навигационных сигналов ГНСС и цифровой карты ионосферных задержек широкому кругу гражданских и специальных пользователей, находящихся в зоне обслуживания СДКМ - на территории Российской Федерации. Применение приемником пользователя полученной от СДКМ информации позволяет кардинально улучшить точность, целостность, непрерывность и доступность навигационного обслуживания по сигналам навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС (Россия)

Кроме того, подсистемы ФД на основе ГКА предполагается использовать в перспективных навигационных системах, развёртываемых после 2020 года GNSS (Европейский Союз), IRNSS (Индия) и QZSS (Япония) [3]. Однако, вопросы оценки точностных характеристик АП СРНС ГЛОНАСС, использующей подсистему ФД на основе ГКА, в настоящее время рассматривались недостаточно полно, что определяет актуальность соответствующего исследования.

Цель работы – разработка математической модели определения СКО местоположения аппаратуры потребителей спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, работающей с сигналами подсистемы функционального дополнения, а также получение на её основе количественных оценок точностных характеристик АП СРНС.

## 2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

При моделировании были решены следующие задачи:

- разработана модель невозмущенного движения навигационного спутника и геостационарных космических аппаратов;
- выбран показатель эффективности функционирования АП СРНС;
- предложен алгоритм вторичной обработки навигационной информации, используемой в АП СРНС.

В качестве модели движения навигационных спутников орбитальной группировки СРНС выбран алгоритм расчёта геоцентрических координат НС по данным альманаха, в основу которого положено невозмущённое движение спутников (кеplerово движение), подробно изложенный в [4]. При моделировании движения группировки ГКА использованы математические соотношения, приведенные в [5].

Основным показателем эффективности функционирования наземной АП СРНС, как радиотехнического измерителя координат, является текущее значение СКО местоположения носителя аппаратуры потребителей в плоскости [1,2,4]. Однако текущее значение СКО местоположения в плоскости АП СРНС является функцией от величины и формы созвездия видимых спутников, которые зависят от времени наблюдения и параметров орбит НС [4]. Поэтому в качестве показателя эффективности функционирования наземной АП СРНС ГЛОНАСС выбрано значение СКО местоположения носителя аппаратуры потребителей в плоскости, усредненное за время наблюдения, которое в общем виде может быть представлено в виде функционала:

$$\bar{\sigma} = f(\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \mathbf{X}_3, \mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_3, \mathbf{Y}_4, \mathbf{T}) \quad (1)$$

$$\mathbf{X}_1 \in \Omega_{\mathbf{X}1}, \mathbf{X}_2 \in \Omega_{\mathbf{X}2}, \mathbf{X}_3 \in \Omega_{\mathbf{X}3}, \mathbf{Y}_1 \in \Omega_{\mathbf{Y}1}, \mathbf{Y}_2 \in \Omega_{\mathbf{Y}2}, \mathbf{Y}_3 \in \Omega_{\mathbf{Y}3}, \mathbf{Y}_4 \in \Omega_{\mathbf{Y}4}, \mathbf{T} \in \Omega_{\mathbf{T}}$$

где  $\bar{\sigma}$  - значение СКО в плоскости усредненное за время наблюдения;  $\mathbf{X}_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) - векторы пространственных характеристик АП СРНС, НС и ГКА;  $\mathbf{Y}_j$  ( $j = 1, 2, 3, 4$ ) - векторы энергетических характеристик АП СРНС, передатчиков НС, ГКА и помехи;  $\mathbf{T}$  - вектор временных характеристик АП СРНС;  $\Omega_{\mathbf{X}i}$  ( $i = 1, 2, 3$ ) - множества допустимых значений пространственных характеристик АП СРНС, НС и ГКА;  $\Omega_{\mathbf{Y}j}$  ( $j = 1, 2, 3, 4$ ) - множества допустимых значений энергетических характеристик АП СРНС, передатчиков НС и ГКА, а также помехи;  $\Omega_{\mathbf{T}}$  - множество допустимых значений временных характеристик АП СРНС.

При моделировании определения координат АП выбран алгоритм статистической обработки, реализующий метод наименьших квадратов [1,2]. Достоинством предлагаемого алгоритма является инвариантность к вероятностным свойствам оцениваемых параметров [6], возможность одновременного определения вектора оцениваемых геоцентрических координат потребителя и СКО местоположения. Таким образом, вектор оцениваемых навигационных параметров (координат АП СРНС)

$\mathbf{q}_{k,n} = \begin{vmatrix} X & Y & Z \end{vmatrix}^T$  с использованием метода наименьших квадратов определяется как [1,2]:

$$\mathbf{q}_{k,n} = \mathbf{q}_{k,n-1} + (\mathbf{H}_{k,n-1}^T \mathbf{P} \mathbf{H}_{k,n-1})^{-1} \mathbf{H}_{k,n-1}^T \mathbf{P} (\mathbf{R}_k - \mathbf{R}_{k,n-1}), \quad (2)$$

где  $\mathbf{q}_{k,n-1}$  - априорная оценка вектора координат АП;  $\mathbf{H}_{k,n-1}$  - матрица частных производных от измеряемых навигационных параметров (матрица наблюдения);  $\mathbf{R}_k$  - вектор измеренных расстояний (псевдодальностей) «АП – НС (ГКА)»;  $\mathbf{R}_{k,n-1}$  - вектор расчётных значений расстояний «АП – НС (ГКА)»;  $\mathbf{P}$  - ковариационная матрица шумов измерений  $\mathbf{R}$ ;  $k$  - момент времени проведения измерений расстояний «АП – НС (ГКА)»;  $n$  - номер итерационного цикла.

В отличие от известного соотношения, приведенного в [1,2,4], совместная обработка навигационных измерений по сигналам НС и ГКА при моделировании навигационного алгоритма учитывалась путём увеличения размерности вектора измеренных расстояний «АП – НС (ГКА)». Тогда математическое соотношение для вектора измеренных расстояний «АП – НС (ГКА)» будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{R} = [\mathbf{R}_{\text{ГЛ}}, \mathbf{R}_{\text{ГКА}}]^T, \quad (3)$$

где  $\mathbf{R}_{\text{ГЛ}}$  - субвектор измеренных расстояний «АП – НС ГЛОНАСС»;  $\mathbf{R}_{\text{ГКА}}$  - субвектор измеренных расстояний «АП – ГКА».

Ковариационная матрица  $\mathbf{P}$  характеризует точность измерения расстояний «АП – НС (ГКА)». В общем случае ковариационная матрица  $\mathbf{P}$  определяется как [1,2,4]:

$$\mathbf{P} = \begin{vmatrix} \mathbf{P}_{\text{ГЛ}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_{\text{ГКА}} \end{vmatrix}, \quad (4)$$

где  $\mathbf{P}_{\text{ГЛ}}, \mathbf{P}_{\text{ГКА}}$  – ковариационные матрицы характеризующие точности измерения расстояний «АП – НС (ГКА)»;  $\mathbf{0}$  – нулевые матрицы, соответствующей размерности.

Диагональными элементами ковариационных матриц  $\mathbf{P}_{\text{ГЛ}}, \mathbf{P}_{\text{ГКА}}$  являются дисперсии измерения расстояний  $\sigma_R^2$ .

Дисперсию измерения расстояний можно определить как [1,2]:

$$\sigma_R^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \sigma_4^2 + \sigma_5^2 + \sigma_6^2, \quad (5)$$

где  $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4, \sigma_5, \sigma_6$  - составляющие  $\sigma_R$  за счёт погрешностей эфемеридной информации, синхронизации, шумов приёмника, многолучевости, особенностей распространения радиоволн в тропосфере и ионосфере. Предполагается, что величина  $\sigma_R$  одинакова для всех НС (ГКА) и распределена по нормальному закону [1,2]. Текущее значение СКО местоположения в плоскости наземной АП СРНС в момент выдачи навигационной информации можно определить как:

$$\sigma = K_{hg} \cdot \sigma_R, \quad (6)$$

где:  $K_{hg}$  - горизонтальный геометрический фактор, показывающий увеличение СКО определения координат в плоскости за счёт взаимного расположения НС (ГКА) и АП СРНС. Горизонтальный геометрический фактор  $K_{hg}$  определяется по следующей формуле:

$$K_{hg} = \sqrt{A_{11} + A_{22}}, \quad (7)$$

где  $A_{11}, A_{22}$  - диагональные элементы корреляционной матрицы  $\mathbf{A}$  - погрешностей оценки вектора измеряемых навигационных параметров.

Матрица  $\mathbf{A}$  определяется как:

$$\mathbf{A} = \left( \mathbf{H}_{k,n-1}^T \mathbf{P} \mathbf{H}_{k,n-1} \right)^{-1}, \quad (8)$$

Количество ненулевых строк матрицы  $\mathbf{H}_{k,n-1}$  соответствует количеству видимых НС и ГКА. Матрица частных производных  $\mathbf{H}_{k,n-1}$  определяется как:

$$\mathbf{H}_{k,n-1} = \begin{vmatrix} H_{11} & H_{22} & H_{33} \\ - & - & - \\ H_{J1} & H_{J2} & H_{J3} \end{vmatrix}, \quad (9)$$

Элементы матрицы частных производных  $\mathbf{H}_{k,n-1}$  рассчитываются согласно формулам:

$$H_{J1} = (X_J - X) / R_J, \quad (10)$$

$$H_{J2} = (Y_J - Y) / R_J, \quad (11)$$

$$H_{J3} = (Z_J - Z) / R_J, \quad (12)$$

$$R_J = \sqrt{(X_J - X)^2 + (Y_J - Y)^2 + (Z_J - Z)^2}, \quad (13)$$

где  $X_J, Y_J, Z_J$  - геоцентрические координаты  $J$ -го видимого НС (ГКА);  $R_J$  - измеренное расстояние от АП до  $J$ -го видимого НС (ГКА).

В качестве исходных данных при проведении расчётов использовалась информация о характеристиках АП СРНС, орбитальных группировок НС ГЛОНАСС и ГКА, приведенная в [1,2,4]. Значение ошибки  $\sigma_R$  предполагалось одинаковым для измеренных расстояний «АП – НС (ГКА)» и равным 5 м. [7]

Модель реализована в виде отдельного программного модуля, разработанного в среде визуально-ориентированного программирования *Simulink 7*.

С использованием разработанной математической модели при заданных исходных данных получены результаты, приведенные на рисунках 1 и 2.

На рисунке 1 приведены графические зависимости среднеквадратической ошибки определения местоположения  $\sigma$  от времени наблюдения, для различного количества ГКА, находящихся в зоне видимости АП

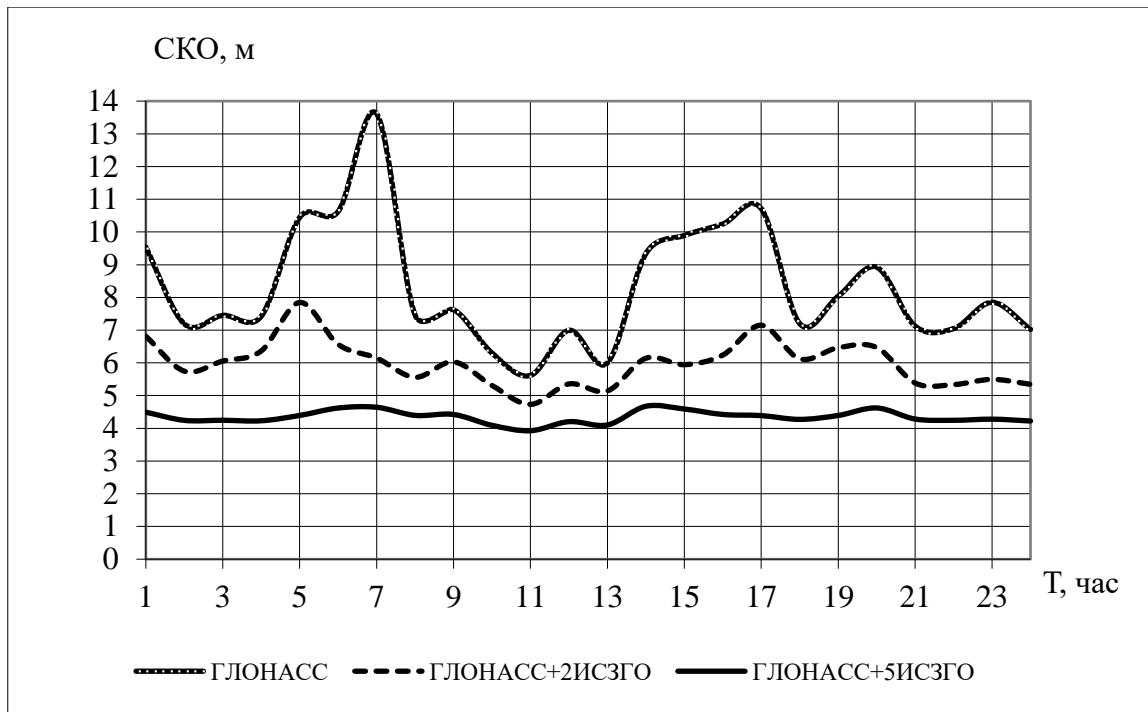


Рис. 1. Зависимость среднеквадратической ошибки определения местоположения  $\sigma$  от времени наблюдения.

На рисунке 2 представлены графические зависимости среднеквадратической ошибки определения местоположения  $\sigma$  от количества ГКА, находящихся в зоне видимости АП, рассчитанной для режима проведения навигационных измерения только по сигналам ГКА

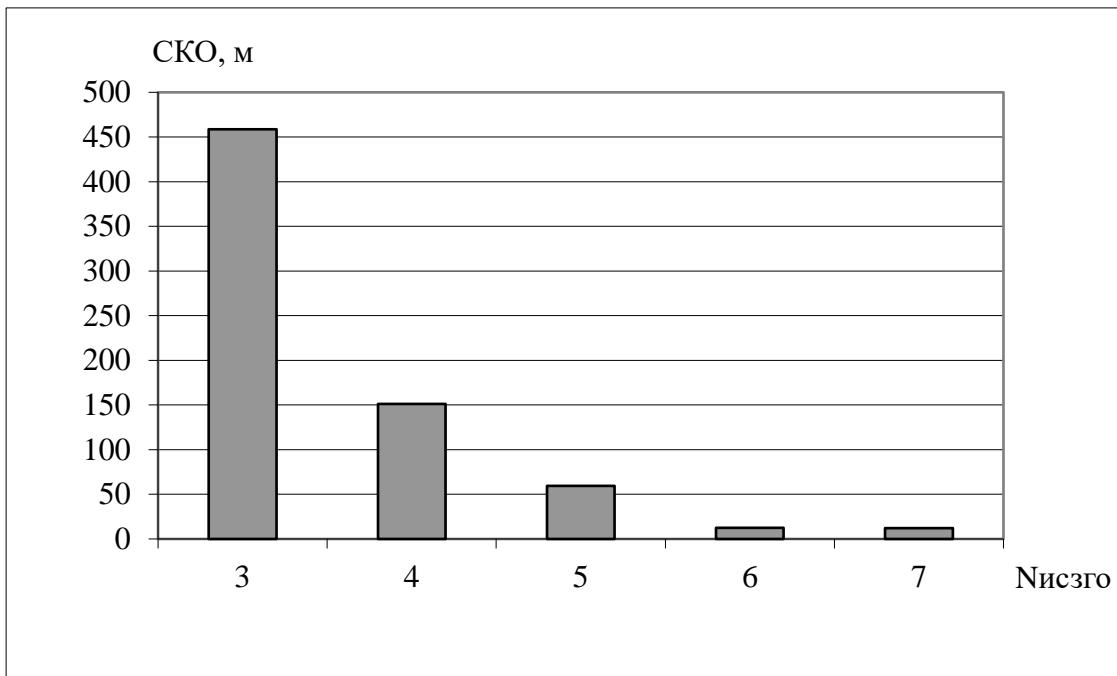


Рис. 2. Зависимость среднеквадратической ошибки определения местоположения  $\sigma$  от количества ГКА.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ графических зависимостей, приведенных на рисунках 1 и 2, показывает:

1 Использование подсистемы ФД на основе ГКА совместно с орбитальной группировкой НС СРНС ГЛОНАСС позволяет повысить точность определения местоположения, что уменьшает СКО определения координат с 12,7 м до 4,3 м.

2 Использование в АП СРНС режима навигационных измерений только по сигналам ГКА требуемая СКО (не более 140 м) [7] обеспечивается при наличии в зоне видимости не менее 5 ГКА (СКО равно 44 м).

3. Полученные с помощью математической модели результаты согласуются с ожидаемыми результатами и аналогичными исследованиями.

## **ЛИТЕРАТУРА**

1. Соловьев Ю.А. Спутниковая навигация и её приложения. – М.:Эко-Трендз, 2003. 348с.
2. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration. Mohinder S. Grewal, Lawernce R. Weill, Angus P. John Wiley & Sons, Inc Andrews: 2001. 212с.
3. Ю.Урличич, Г.Ступак, В.Дворкин Преимущество совместного использования навигационных систем ГЛОНАСС, GPS и GALILEO // Аэрокосмический курьер. 2007г. №1. С. 28-36
4. Перов А.И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования М.:Радиотехника. 2005. - 534с.
5. Основы радиоуправления / Под ред. В.А. Вейцеля, – М.:Радио и связь, 1995. 212с.
6. Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы – М.:Радио и связь, 1986. 309с.
7. ГОСТ Р-52865-2007 Глобальная навигационная спутниковая система. Параметры радионавигационного поля. Технические требования и методы испытаний. Москва. Стандартинформ 2008. 84с.

## **REFERENCES**

1. Solovev U.A. Satellite navigation and its applications. M.:Eko-Trendz. 2003. – 386p.
2. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration. Mohinder S. Grewal, Lawernce R. Weill, Angus P. John Wiley & Sons, Inc Andrews: 2001. 212c.
3. U.Urlichich, G. Stupak, V. Dvorkin The advantage of sharing GLONASS, GPS and GALILEO navigation systems // Aerocosmicheskiy kurer. 2007г. №1. P. 28-36
4. Perov A.I., Harisov V.N. GLONASS. Principles of construction and functioning M.:Radiotekhnika 2005. – 534p.
5. V.A. Veycel Basics of radio control, – M. Radio., 1995. 212p.
6. Kondratev V.S., Kotov A.F., Markov L.N. Multi-position radio engineering systems – M. Radio., 1986. 309p.
7. GOST R-52865-2007 Global navigation satellite system. Parameters of the radio navigation field. Technical requirements and test methods. M. Standartinform 2008. 84p.

## ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЯ РАДИОМАЯКОВ НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНОГО КОМПЛЕКСА

О. А. Сафарьян<sup>1</sup>, П. И. Костенко<sup>2</sup>, И. А. Пилипенко<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Донской государственный технический университет (ДГТУ), г. Ростов-На-Дону, Россия

<sup>2</sup>Ростовский филиал МГТУ ГА, г. Ростов-На-Дону, Россия

**Аннотация.** В статье рассматривается возможность построения системы контроля технического состояния радиомаяков навигационно-посадочного комплекса с использованием аппарата нечеткой логики. Анализ проводится на основе таких лингвистических переменных, как частота, фаза, относительная нестабильность сигнала. В качестве терм-множеств используются области изменения значений, заданных инструкциями по эксплуатации. Особенностью использования аппарата нечеткой логики является включение в базу знаний многомерной функции правдоподобия, позволяющей на основе только измерений фаз сигналов РМ, получать функции принадлежности основных параметров сигналов, с использованием которых формировать сообщения НОРМА – УХУДШЕНИЕ - АВАРИЯ.

**Ключевые слова:** навигационно-посадочный комплекс, радиомаяк, ВЧ-сигнал, стабильность частоты, аппарат нечеткой логики, функции принадлежности лингвистических переменных (частота, фаза).

## APPLICATION OF FUZZY LOGIC IN THE CONTROL SYSTEM OF RADIO BEACONS OF THE NAVIGATION AND LANDING COMPLEX

O.A. Safaryan<sup>1</sup>, P.I. Kostenko<sup>2</sup>, I.A. Pilipenko<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Don State Technical University (DSTU) Rostov-on-Don, Russia

<sup>2</sup>Rostovsky branch of MSTU GA, Rostov - on - Don, Russia

**Abstract.** The article discusses the possibility of constructing a system for monitoring the technical state of radio beacons of the navigation and landing complex using a fuzzy logic apparatus. The analysis is carried out on the basis of such linguistic variables as frequency, phase, relative signal instability. As term-sets, areas of change of values specified by the operating instructions are used. A feature of using the fuzzy logic apparatus is the inclusion of a multidimensional likelihood function in the knowledge base, which allows, based only on measurements of the phases of PM signals, to obtain membership functions of the main signal parameters, with the use of which to form messages NORM – IMPROVEMENT-ACCIDENT.

**Keywords:** navigation and landing complex, radio beacon, HF signal, frequency stability, fuzzy logic apparatus, membership functions of linguistic variables (frequency, phase).

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Постоянно возрастающая интенсивность движения воздушных судов и, в первую очередь, взлетов/посадок самолетов в аэропортах различного класса наряду с усилением требований безопасности полетов обуславливают необходимость дальнейшего повышения надежности аэродромного оборудования и, в первую очередь, навигационно-посадочного комплекса. Основными составными частями указанного комплекса являются радиомаяк курсовой (РМК), радиомаяк глиссадный (РМГ), радиомаяк приводного (РМП), радиомаяк дальномерный (РМД), автоматический

радиопеленгатор (АРП). Сложность решения задачи контроля навигационно-посадочного комплекса определяется двумя основными факторами: недостаточно полным набором данных о комплексе в целом и недостаточной информацией о конкретной ситуации.

Каждый из радиомаяков, входящих в состав навигационно-посадочного оборудования, имеет подсистему, обеспечивающую проведение соответствующего тестового контроля. Однако сложность и большое количество разнотипных, но функционально взаимосвязанных систем, многообразие решаемых задач определяют необходимость проведения диагностики, организации мониторинга и прогнозирования состояния взлетно-посадочного комплекса в целом и входящих в него систем. Решение всей совокупности задач может быть достигнуто только на основе проведения функционального контроля, глубина которого варьируется в зависимости от значений параметров аппаратуры. В то же время проведение полного контроля достаточной глубины, в свою очередь, при высокой загрузке навигационно-посадочного комплекса невозможно из-за отсутствия времени на сбор и накопление необходимой информации.

С учетом выше сказанного цель работы состоит в рассмотрении возможности применения аппарата нечеткой логики к решению задач мониторинга, диагностики и прогнозирования технического состояния радиоэлектронных систем навигационно-посадочного оборудования аэродрома.

## 2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ

В работах [1, 2] предложены метод и алгоритм оценивания параметров сигналов в каналах РМ из состава навигационно-посадочного комплекса аэродрома, позволяющие на основе измерения фаз формируемых сигналов оценивать текущие параметры генераторного оборудования радиомаяков. Такие измерения могут быть выполнены путем введения в каждый канал формирования ВЧ-сигналов направленного ответвителя мощности с малым коэффициентом связи. С выхода ответвителя мощности сигналы подаются на измеритель фаз, имеющий количество информационных входов, равное общему числу всех контролируемых РМ навигационно-посадочного комплекса. Для каждого канала РМ может быть определено значение номинальное фазы  $\Psi_{0n}^{(i)}(t)$ , соответствующее функционированию генератора  $n$ -го канала с заданными параметрами в допустимых границах их отклонения. Отличие измеряемого значения фазы в  $n$ -м канале  $k$ -го РМ ( $n = 1, \dots, N_k$ ,  $k = 1, \dots, K$ ) из-за воздействия различных факторов будет определяться постоянным отклонением  $\delta f_n$  средней частоты формируемого сигнала от требуемой, случайным отклонением частоты формируемого сигнала  $\Delta f_{n,m}$  от среднего значения на  $m$ -м интервале измерения ( $m = 1, \dots, M$ ) и отклонением длительности  $m$ -го интервала измерений на величину  $\Delta t_m$  от номинального значения.

По результатам измерений с учетом физической независимости каналов передающих устройств на частотах  $f_n^{(i)}$  ( $n = 1, \dots, N_k$ ,  $k = 1, \dots, K$ ) и наличия в каждом канале собственных дестабилизирующих факторов оценка параметров генераторов, как показано в [2], может быть получена из условия максимума функции правдоподобия

$$L(\Delta\mathbf{t}, \delta\mathbf{f}, \delta\boldsymbol{\sigma}) = -\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \left\{ \ln\left(\sqrt{2\pi}\sigma_{0,n}\right) + \frac{\left(\Delta\Phi_n - f_n^{(0)} \cdot \Delta t_m - 2\delta f_n \cdot t_0\right)^2}{2\sigma_{0,n}^2 \cdot t_0^2} \right\}, \quad (1)$$

где  $\Delta\mathbf{t} = \{\Delta t_1, \dots, \Delta t_M\}$ ;  $\delta\mathbf{f} = \{\delta f_1, \dots, \delta f_N\}$ ;  $\delta\boldsymbol{\sigma} = \{\delta\sigma_1, \dots, \delta\sigma_N\}$  - оценки возникающих в процессе эксплуатации отклонений соответствующих параметров от заявленных технических характеристик РМ, приведенные в руководствах по их эксплуатации.

Нахождение максимума функции (2) что приводит к решению системы  $2N \cdot M + M$  уравнений относительно  $2N + M$  неизвестных

$$\begin{cases} \frac{\partial L(\Delta\mathbf{t}, \delta\mathbf{f}, \delta\boldsymbol{\sigma})}{\partial \Delta t_m} = 0, m = 1, \dots, M, \\ \frac{\partial L(\Delta\mathbf{t}, \delta\mathbf{f}, \delta\boldsymbol{\sigma})}{\partial \delta f_n} = 0, n = 1, \dots, N, m = 1, \dots, M, \\ \frac{\partial L(\Delta\mathbf{t}, \delta\mathbf{f}, \delta\boldsymbol{\sigma})}{\partial \delta\sigma_n} = 0, n = 1, \dots, N, m = 1, \dots, M. \end{cases} \quad (2)$$

Частные производные логарифмической функции правдоподобия из системы уравнений (3) легко вычисляются, но из-за громоздкости в статье не приводятся.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Одним из возможных направлений получения оценок  $\delta\mathbf{f} = \{\delta f_1, \dots, \delta f_{N_k}\}$ ,  $\delta\boldsymbol{\sigma} = \{\delta\sigma_1, \dots, \delta\sigma_{N_k}\}$  ( $n = 1, \dots, N_k$ ,  $k = 1, \dots, K$ ) и  $\Delta\mathbf{t} = \{\Delta t_1, \dots, \Delta t_M\}$  в процессе работы РМ является использование аппарата нечеткой логики, который позволяет эффективно решать указанные задачи в условиях отсутствия достаточного времени на сбор необходимой информации. Такие системы позволяют применительно к возрастающим требованиям к безопасности полетов решать для навигационно-посадочного оборудования аэродромов задачи диагностики, мониторинга, прогнозирования технического состояния.

Вариант построения системы функционального контроля на базе аппарата нечеткой логики приведен на рис. 1.

В состав системы функционального контроля входят:

- *экспертная подсистема* (эксперт), в задачу которой входит контроль полноты введения в базу знаний всей исходной информации о лингвистических переменных, соответствующих параметрам радиомаяков, терм-множествах их значений (число и типы РМ, требуемые параметры сигналов согласно документации по эксплуатации РМ, поправки в соответствии с сезонными условиями эксплуатации) и ее хранение в течение требуемого периода и последующего обновления;

- *пользовательская подсистема*, которая одновременно представляет собой и объект управления и подсистему формирования данных для определения текущих значений параметров сигналов (измеренных значений фаз сигналов  $\Psi_n^{(i)}(t_m)$ );

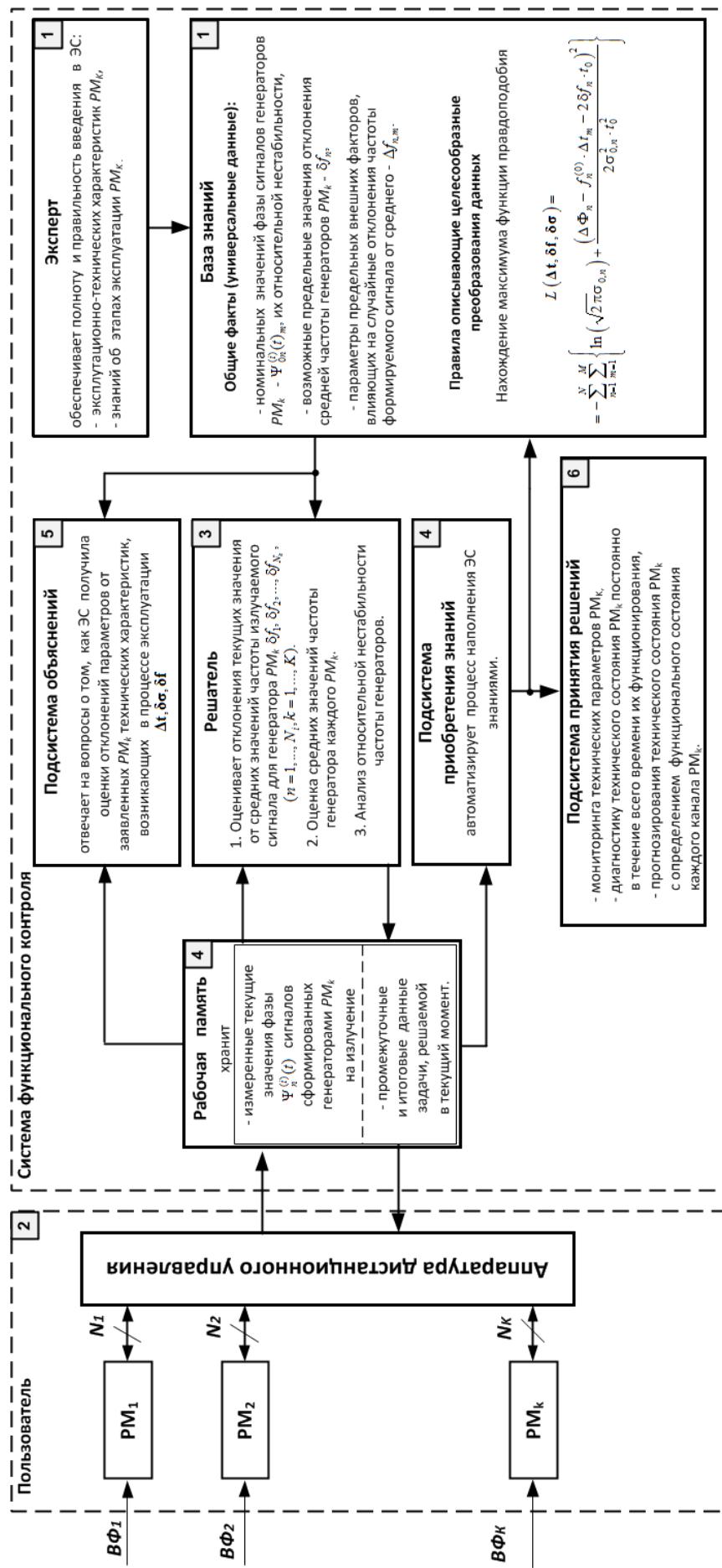


Рис. 1. Вариант построения системы функционального контроля на базе аппарата нечеткой логики

- подсистема базы знаний, обеспечивающая:

- хранение номинальных значений фазы сигналов генераторов  $\text{PM}_k \Psi_{0n}^{(i)}$  ( $n = 1, \dots, N_k, k = 1, \dots, K$ );
- возможные предельные значения отклонения средней частоты генераторов  $\text{PM}$ ;
- параметры предельных внешних факторов, влияющих на случайное отклонение частоты формируемого сигнала от среднего  $\Delta f_{n,m}$  ( $n = 1, \dots, N_k, k = 1, \dots, K, m = 1, \dots, M$ ) (в общих фактах);
- содержаться правила, описывающие правила преобразования данных – соотношения (2) и (3) (в правилах описывающих целесообразные преобразования данных);

- рабочая память для хранения текущих значений измеренных значений фаз сигналов  $\Psi_n^{(i)}(t_m)$ , относительных нестабильностей и средних частот генераторов  $\delta\mathbf{f} = \{\delta f_1, \dots, \delta f_{N_k}\}$ ,  $\delta\boldsymbol{\sigma} = \{\delta\sigma_1, \dots, \delta\sigma_{N_k}\}$  ( $n = 1, \dots, N_k, k = 1, \dots, K$ ), получаемых от решателя, а также промежуточные данные решаемой в текущий момент задачи;

- подсистема решений (решатель), обеспечивающая получение оценок:

- средних значений частоты каждого  $\text{PM}_k$ ,
- отклонений текущих значений от средних значений частоты, относительной нестабильности частоты сигналов  $\delta f_1, \delta f_2, \dots, \delta f_{N_k}$ , ( $n = 1, \dots, N_i, k = 1, \dots, K$ ) генераторов  $\text{PM}_k$ ;
- относительной нестабильности частоты генераторов;

- подсистема приобретения знаний автоматизирует процесс наполнения ЭС знаниями, приобретенными в ходе функционирования  $\text{PM}$ ;

- подсистема объяснений, отвечающая на вопросы об алгоритме получения оценок отклонений параметров  $\text{PM}$  от заявленных технических характеристик в процессе эксплуатации;

- подсистема принятия решений, обеспечивающая:

- мониторинга технических параметров  $\text{PM}_k$ ;
- диагностику технического состояния  $\text{PM}_k$  постоянно в течение всего времени их функционирования.
- прогнозирования технического состояния  $\text{PM}_k$  с определением функционального состояния каждого канала  $\text{PM}_k$ .

Алгоритм функционирования СИИ включает следующие группы операций:

1. Выполнение первой группы операций связано с введением, контролем полноты и правильности введения экспертом в базу знаний экспертной системы лингвистических переменных и соответствующих им терм-множествах, а также синтаксических процедур для оперирования с элементами терм-множеств (эксплуатационно-технические характеристики  $\text{PM}$ , необходимости их изменения на различных этапах эксплуатации, включая сезонные изменения погодных условий).

При выполнении указанных операций для каждого генератора всех  $\text{PM}$  могут вноситься следующие данные:

- длительности временных интервалов измерения;
- номинальные значения фазы сигналов генераторов РМ;
- значения относительной нестабильности генераторов;
- возможные предельные значения отклонения средней частоты генераторов;
- параметры внешних факторов, влияющих на отклонения частоты сигнала генератора.

2. Вторая группа операций определяет проведение измерений текущих значений фазы сигнала  $\Psi_n^{(k)}(t)$  формируемого каждым генератором всех РМ на излучение с дальнейшей передачей и преобразований в аппаратуре дистанционного управления к единому формату представления данных для передачи ее в рабочую память и далее в решатель.

3. При выполнении третьей группы операций в решателе определяются функции принадлежности используемых лингвистических переменных, в частности:

- длительности временного интервала;
- средней частоты генераторов каждого РМ;
- текущих значений частоты генераторов всех РМ;
- относительной нестабильности частоты генераторов всех РМ.

Полученные функции принадлежности передаются в экспертную систему для пополнения базы знаний.

4. Подсистема приобретения знаний обеспечивает ввод получаемых при выполнении третьей группы операций функций принадлежности в базу знаний для расширения содержащихся в ней сведений и одновременно передает эти же данные в подсистему принятия решений.

5. В подсистеме объяснений формируются ответы на запросы, как и на основе каких данных, получены функции принадлежности параметров РМ соответствующим терм-множествам.

6. На основе данных, поступающих из подсистемы приобретения знаний, в подсистеме принятия решений организуется:

- решение о мониторинге технического состояния каждого РМ;
- диагностика, в результате которой определяются значения параметров всех РМ;
- прогнозирование по результатам последовательных измерений на каждом из измерительных интервалов, позволяющее дать прогноз изменения функций принадлежности РМ.

На основе полученных функций принадлежности параметров и их изменения принимается решение о состоянии контролируемых РМ по критерию НОРМА – УХУДШЕНИЕ - АВАРИЯ.

#### **4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Полученные в ходе исследований результаты показывают:

1. Система на основе нечеткой логики позволяет решать на основе единого подхода задачи мониторинга, диагностики и прогнозирования технического состояния радиомаяков, входящих в состав навигационно-посадочного комплекса аэродрома.

Информационная составляющая для формирования функций принадлежности связана с измерением фаз сигналов РМ, а также с данными, определяющими номинальные значения лингвистических переменных (технические характеристики) РМ в различных условиях эксплуатации.

2. Принятие решений на базе аппарата теории нечеткой логики основывается на постоянном анализе параметров генераторов, получаемых с использованием многомерной функции правдоподобия, связывающей между собой значения измеряемых фаз сигналов и текущие характеристики генераторов, такие как средняя частота и относительная нестабильность формируемых сигналов, а также их изменение с течением времени.

На основе полученных значений оценок параметров и их изменения принимается решение о состоянии контролируемых РМ по критерию НОРМА – УХУДШЕНИЕ - АВАРИЯ.

## 5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа подготовлена при поддержке гранта РФФИ № 19-01-00151/21.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Винограденко А.М., Меженов А.В., Будко Н.П. К вопросу обоснования понятийного аппарата неразрушающего экспресс-контроля технического состояния оборудования системы связи и радиотехнического обеспечения аэродрома // Наукоменные технологии в космических исследованиях Земли. 2019. Т. 11. № 6. С. 30-44. DOI: 10.24411/2409-5419-2018-10293.
2. Габриэльян Д.Д., Костенко П.И., Сафарьян О.А. Повышение стабильности частоты ВЧ-сигналов в передающем устройстве курсового радиомаяка на основе статистического оценивания фаз // Научный Вестник МГТУ ГА. 2020. Т. 23. № 5. С. 19-28.

## REFERENCES

1. Vinogradenko, A.M., Mezenov, A.V., Budko, N.P. To the question of justification of the conceptual apparatus of non-destructive Express control of the technical condition of the equipment of communications and radio engineering airfield]. H&ES Research, 2019, vol. 11, no. 6, pp. 30-44. (in Russian).
2. Gabrielyan, D.D., Kostenko, P.I. and Safaryan, O.A. (2020). Increasing the stability of the frequency of RF signals in the transmitting device of a course radio beacon based on statistical phase estimation eng. Civil Aviation High Technologies, vol. 23, no. 05, pp. 19-28. DOI: 10.26467/2079-0619-2020-23-5-19-28.

## ПРИМЕНЕНИЕ РАДИООПТИЧЕСКИХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В СУДОХОДСТВЕ

Е. Л. Шошин

Сургутский государственный университет ХМАО-Югры, Сургут, РФ

**Аннотация.** Рассмотрены конструкции радиооптических отражателей-излучателей, выполняющие функции светового излучения и рассеяния сигналов в радиолокационном диапазоне длин волн. Выполнены измерения степени анизотропии уголкового отражателя, оборудованного поляризационными решетками. Приведены результаты экспериментальных исследований опытного образца линзового радиооптического отражателя-излучателя. Полученные результаты могут использоваться в судоходстве.

**Ключевые слова:** радио-оптический отражатель-излучатель, уголковый отражатель, светоизлучающий диод, поляризационная решетка, линза Лунеберга, навигационный знак.

## THE APPLICATION OF RADIO-OPTICAL REFLECTORS-EMITTERS IN THE SHIPPING INDUSTRY

E. L. Shoshin

Surgut state University of KHMAO-Yugra, Surgut, Russia

**Abstract.** The designs of radio-optical reflectors-emitters that perform the functions of light radiation and signal scattering in the radar wavelength range are considered. The degree of anisotropy of a corner reflector equipped with polarization gratings is measured. The results of experimental studies of a prototype of a lens radio-optical reflector-emitter are presented. The results obtained can be used in shipping.

**Keywords:** radio-optical reflector-emitter, angle reflector, light-emitting diode, polarization array, Luneberg lens, navigation sign.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В морском и речном судовождении для обеспечения безопасности широко применяют плавучие и береговые навигационные знаки. Одним из требований ГОСТ 26600-98 при организации судоходной обстановки является установка на навигационные знаки светосигнальных приборов [1-2]. К дополнительным мерам относится установка в составе навигационных знаков пассивных радиолокационных отражателей, используемых при судовождении в условиях недостаточной видимости, а также, при резком изменении береговой линии и русла реки, когда опасность для судна выйти из фарватера резко возрастает [3].

На практике в качестве искусственных радиолокационных отражателей используют биконические отражатели, трехгранные уголковые отражатели (УО) и линзы Лунеберга [4-7]. Достоинством трехгранных УО является простота конструкции, при этом, сектор углов обратного рассеяния составляет приблизительно  $42^0$  в азимутальной и угломестной плоскости, что позволяет использовать отражатель в составе линейных створ при задании транспортного коридора движения судов. Линзы Лунеберга обладают значительной

эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) и круговой индикатрисой обратного рассеяния (ИОР), делающие привлекательным использование отражателя как в составе линейных створ, так и в составе плавучих бакенов. Появившиеся новые материалы удешевляют стоимость изготовления линзы Люнеберга.

Цель работы – исследование характеристик радиолокационного рассеяния и светового излучения радиооптических отражателей-излучателей направленного и кругового действия, оценка степени поляризационной анизотропии отражателя, оборудованного поляризационными решетками и экспериментальная проверка эффективности применения радиооптических отражателей-излучателей в судоходстве.

## 2. ПОЛЯРИЗАЦИОННО-АНИЗОТРОПНЫЙ РАДИООПТИЧЕСКИЙ ОТРАЖАТЕЛЬ-ИЗЛУЧАТЕЛЬ

Рассмотрим конструкцию поляризационно-анизотропного радиооптического отражателя-излучателя (РОИ), представленную на рис.1.

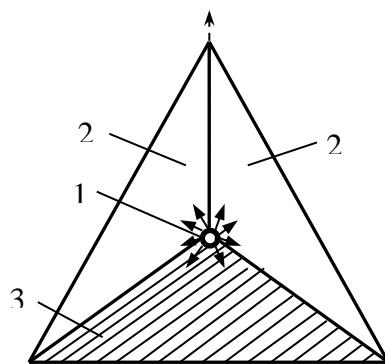


Рис.1. Поляризационно-анизотропный радиооптический отражатель-излучатель:  
1 - источник света, 2 – треугольные металлизированные грани со светоотражающим покрытием;  
3 – треугольная грань с решеткой из проводников со светоотражающим покрытием

Размещенный в вершине РОИ источник света формирует в направлении раскрыва световой пучок, который, после трехкратного отражения светоотражающими гранями приобретает угловую ширину  $42^\circ$  в угломестной и в азимутальной плоскостях. Наиболее перспективны в применении светоизлучающие полупроводниковые диоды, различающиеся яркостью, цветом свечения и наличием встроенных светорассеивающих линз. При выборе типа светоизлучающих диодов должны быть учтены требования Международных правил предупреждения столкновений судов в море (МППСС-72), согласно которым минимальная сила света огней рассчитывается по формуле [8] :

$$I = 3,43 \cdot 10^6 \cdot T \cdot D^2 \cdot K^{-D}, \quad (1)$$

где  $I$  - сила света в эксплуатационных условиях в кандалах;  $T$  - световой порог, равный  $2 \cdot 10^{-7}$  люкса;  $D$  - дальность видимости огня в морских милях;  $K$  - коэффициент пропускания атмосферы, принимаемый равный значению 0,8. Задавая  $D=1,4$  мили (2,5 км), можем получить силу света  $I=1,84$  кд. Данному требованию отвечают промышленно выпускаемые светоизлучающие диоды с мощностью рассеяния 1 Вт, способные формировать световой поток 110...130 лм.

Характеристики радиолокационного рассеяния углкового РОИ, составленного из металлических граней, описывает его обратная матрица рассеяния (OMP):

$$\dot{S} = \sqrt{\sigma} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $\sigma$  - ЭПР отражателя. Отношение модулей собственных чисел ОМР (2) составляет  $\rho = 0$  дБ. Такой РОИ одинаково эффективно отражает электромагнитные волны произвольной линейной поляризации и является поляризационно-изотропным объектом. Деревья, кустарник и другие объекты береговых зон демонстрируют поляризационные свойства со средним значением параметра  $\rho$  [9]:

- кустарник, трава  $\bar{\rho} = 3,0...3,2$  дБ;
- деревья, лес  $\bar{\rho} = 3,4...3,7$  дБ;
- здания в малом населенном пункте  $\bar{\rho} = 3,9...4,5$  дБ.

Обнаружение поляризационно-изотропного РОИ, установленного в составе линейных створ, может быть затруднено при наличии сильных отражений от местных предметов. Поляризационная обработка и выделение объектов с использованием параметра  $\rho$  не приведет к улучшению вероятностных характеристик обнаружения поляризационно-изотропного РОИ.

Один из способов придания углковому РОИ поляризационно-анизотропных свойств рассеяния радиолокационных сигналов заключается в построении одной, двух или трех граней в виде линейных решеток из проводников, что приводит к тому, что такой РОИ будет эффективно отражать лишь те электромагнитные волны линейной поляризации, плоскость поляризации которых соответствует ориентации решетки. ОМР углкового отражателя, оборудованного поляризационными решетками, имеет вид:

$$\dot{S} = \sqrt{\sigma} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \sin(\alpha) \\ -\sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $\alpha$  - угол наклона проводников решетки относительно измерительной оси поляризационного базиса радиолокатора. Использование поляризационной обработки позволяет улучшить характеристики обнаружения поляризационно-анизотропных радиолокационных объектов [9]. С целью исследования рассеивающих характеристик и получения экспериментальной оценки степени поляризационной анизотропии был создан и испытан опытный образец поляризационно-анизотропного углкового отражателя.

Характеристики поляризационно-анизотропного углкового отражателя:

- рабочая длина волны, см: 3,2
- длина ребра отражателя, см: 53
- количество граней с поляризационными решетками: 3
- диаметр проводников решетки, мм: 0,7

- шаг между проводниками решетки, мм: 3
- ориентация проводников решетки: горизонтальная
- максимальная эффективная поверхность рассеяния, м<sup>2</sup>: 320

При проведении поляризационных измерений использовался модуляционный метод, согласно которому радиолокационным поляриметром излучались модулированные линейно-поляризованные сигналы и измерялись амплитуды спектральных составляющих огибающей принятого сигнала, кратные частоте поляризационной модуляции, с последующим формированием параметра  $\rho$ , дБ [10].

Основные характеристики радиолокационного поляриметра

- несущая частота, МГц: 9370
- мощность излучения, кВт: 9
- длительность зондирующего сигнала, мкс: 0,2
- поляризация зондирующего сигнала: линейная врачающаяся
- частота поляризационной модуляции, Гц: 40
- частота зондирующих импульсов, Гц: 400
- уровень собственных шумов приемника, дБ/Вт: - 130
- ширина диаграммы направленности антенны в азимутальной и угломестной плоскости, град: 0,8
- время усреднения измеряемых параметров, с: 0,2

Во время измерений исследуемый уголковый отражатель располагался на удалении 2,5 км от радиолокационного поляриметра на открытом участке местности, покрытого снегом глубиной 15 – 20 см. Угол скольжения составил 1,5<sup>0</sup>, пространственное разрешение: 30 × 35 м. Верхняя граница ЭПР опытного образца уголкового отражателя оказалась равной 320 м<sup>2</sup> и была связана с рассеиванием сигналов горизонтальной поляризации решетками всех трех граней отражателя, а нижняя граница ЭПР со значением 6 м<sup>2</sup> обусловлена рассеянием сигналов вертикальной поляризации частично радиопрозрачными гранями, выполненными из стеклотекстолита. Разность уровней принятых сигналов горизонтальной и вертикальной поляризаций составила 17 дБ.

Проведенные измерения свидетельствуют о значительной разнице поляризационных характеристик исследуемого уголкового отражателя ( $\rho = 17$  дБ) и местных предметов береговой линии ( $\bar{\rho} = 3,2 \dots 4,5$  дБ). Данное обстоятельство позволяет осуществить селекцию поляризационно-анизотропного РОИ с использованием параметра  $\rho$  и улучшить радиолокационный контраст изображений навигационных знаков при формировании судоходной обстановки. В качестве примера на рис.1 приведено радиолокационное изображение реки и береговой зоны с размещенными навигационными знаками. Изображение, приведенное на рис.1а, получено судовым локатором Р722-2 при излучении и приеме сигналов вертикальной поляризации и свидетельствует о наличии значительных радиолокационных отражений от местных предметов береговой зоны, маскирующих уголковые отражатели, расположенные на острове и задающие линейный створ (ЛС) транспортного коридора движения речных судов. Рисунок 1б демонстрирует применение поляризационной

обработки рассеянных сигналов и выделения поляризационно-анизотропных объектов островной зоны.

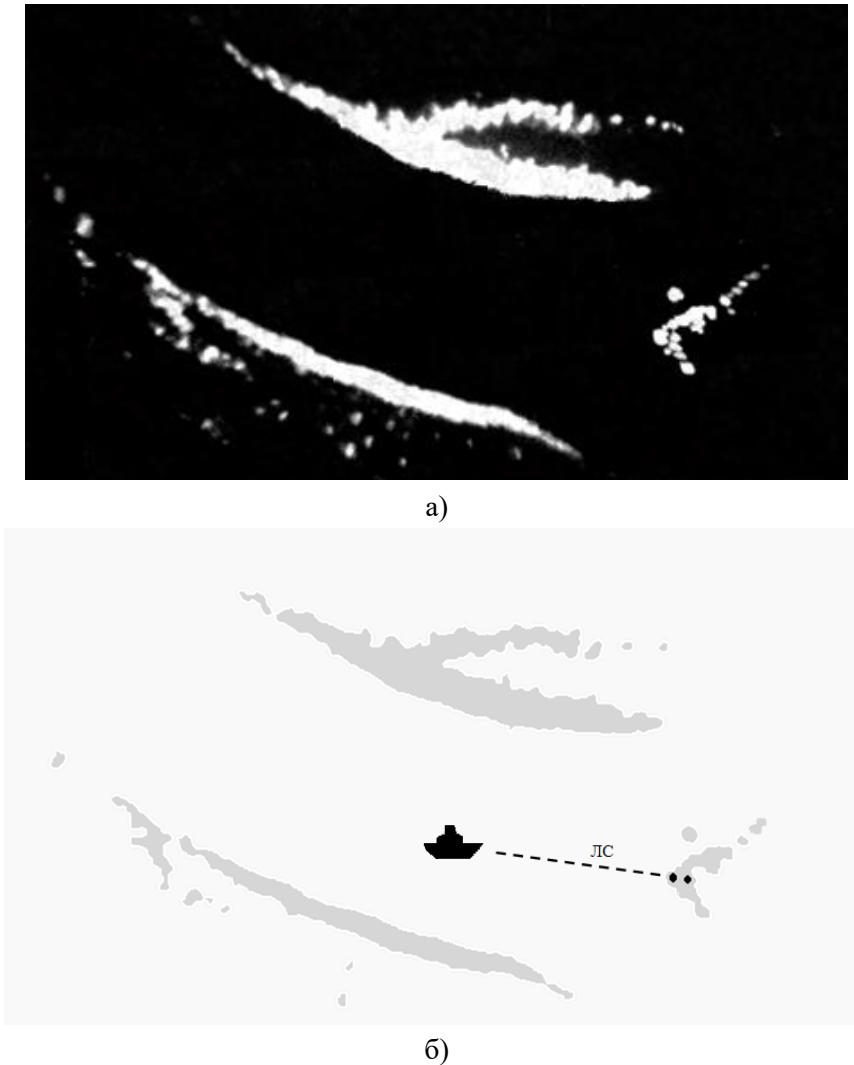


Рис.1. Радиолокационное изображение реки и береговой зоны:  
а) радиолокационная карта; б) результат селекции поляризационно-анизотропных объектов.

### 3. РАДИООПТИЧЕСКИЙ ОТРАЖАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА

На рис.2 приведена конструкция линзового радиооптического отражателя-излучателя [11].

При падении на РОИ плоские электромагнитные волны претерпевают концентрацию и фокусировку, что связано с выбранным законом изменения диэлектрической проницаемости линзы в радиальном направлении:

$$\varepsilon(r) = 2 - \left( \frac{r}{a} \right)^2, \quad (3)$$

где  $r$  – радиальная координата в сферической системе координат,  $a$  – радиус линзы.

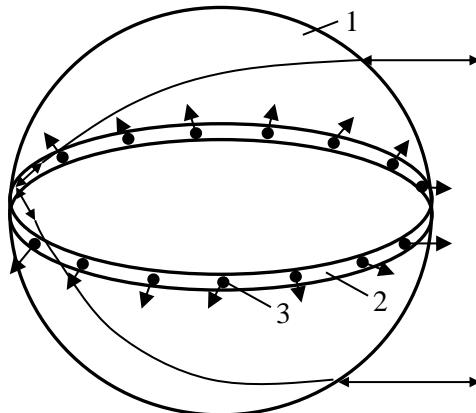


Рис.2. Конструкция линзового радиооптического отражателя-излучателя:  
1 – линза; 2 – рассеивающий обруч; 3 – источник света.

С целью упрощения технологии изготовления РОИ структуру линзы целесообразно разбивать на однородные слои со значениями диэлектрической проницаемости, позволяющими заменить непрерывный закон (1) ступенчатым.

ИОР отражателя-излучателя определяется формой экрана, покрывающего поверхность линзы. Экран рассматриваемой конструкции РОИ формируется на внутренней стороне рассеивающего обруча (рис.2) и состоит из одного или нескольких локальных металлизированных участков, непосредственно соприкасающихся с линзой. В частном случае топология экрана может соответствовать форме обруча, расположенного в сечении линзы экваториальной плоскостью. В этом случае ЭПР линзы Люнеберга не зависит от направления падения приходящих с произвольного азимутального направления электромагнитных волн.

На внешней поверхности рассеивающего обруча размещаются источники света, которые обеспечивает оптическую видимость РОИ в ночное время суток и в условиях недостаточной видимости. Тип светоизлучающих диодов и их количество, при размещении в составе РОИ, будут определяться требованиями достижения заданной дальности видимости и показателями надежности при эксплуатации. При условии размещения достаточно большого количества источников света с постоянным углом разноса диаграмма углового распределения силы света в азимутальной плоскости носит равномерный характер. Выход из строя одного или нескольких источников света не приведёт к потере работоспособности РОИ.

В качестве альтернативы использования точечных светоизлучающих диодов следует рассматривать применение светодиодных лент, в которых светоотдача одного излучающего диода составляет 90 лм/Вт и более. Промышленные светодиодные ленты выпускают на гибкой печатной плате в полиуретановой оболочке, имеют классы защиты IP65, IP66, IP67, IP68 и способны по сигналу управления изменять цвет излучения, в том числе формируя белый, красный, желтый и зеленый цвета, рекомендованные Международной Ассоциацией Маячных Служб [12]. Использование поликарбонатовых рассеивающих линз позволяет сформировать требуемые характеристики светового излучения по азимуту и углу места.

Для достижения условий безопасности речного и морского судоходства радиолокационный отражатель должен соответствовать минимальным требованиям характеристик рассеяния в X-диапазоне (от 9,300 до 9.500 ГГц) и S-диапазоне (от 2.900 до 3100 ГГц) рабочих частот. Согласно требованиям ГОСТР ИСО 8729-1 искусственный радиолокационный отражатель в случае его размещения на маломерном судне должен обеспечивать заявленный уровень эффективности не менее  $7.5 \text{ m}^2$  в X-диапазоне и  $0.5 \text{ m}^2$  в S-диапазоне [13]. Суммарный диапазон значений углов в азимутальной плоскости, в пределах которого обеспечиваются указанные значения ЭПР, должен быть не менее  $280^\circ$ , при этом, в индикаторе обратного рассеяния не должно быть участков с нулевыми значениями отраженного сигнала протяженностью более  $10^\circ$  и расстояний между участками с нулевыми значениями менее  $20^\circ$ . Материалы, используемые при изготовлении отражателя, должны обладать достаточной прочностью и высокой коррозионной стойкостью, чтобы отражатель выполнял функции отражения в условиях нагрузок, проявляемых вследствие волнения, вибраций, влажности и изменений температуры.

С целью проверки эффективности применения радиооптических методов судовой навигации был создан опытный образец РОИ из шести слоев с равнотактальным приближением диэлектрической проницаемости (таблица 1), при изготовлении которых использовался пенополистерол, к основным свойствам которого относятся малый вес, высокая коррозионная стойкость и низкие омические потери [14].

Таблица 1. Характеристики линзы

Параметры	Номер слоя					
	1	2	3	4	5	6
Радиус слоя, м	0,09	0,129	0,156	0,233	0,202	0,23
Диэлектрическая проницаемость слоя, $\epsilon$	1,93	1,77	1,6	1,46	1,31	1,16

Экран РОИ представлял собой алюминиевый обруч шириной 65 мм, покрывающий рассеивающую линзу вдоль её экваториальной линии. С внешней стороны экрана были размещены светоизлучающие диоды, оборудованные вторичной линзой и создающие направленное оптическое излучение в азимутальной плоскости.

Характеристики линзового РОИ:

- рабочая длина волны, см: 3,2
- радиус линзы, мм: 125
- количество слоев линзы: 6
- вес конструкции, кг: 2,1
- ширина индикатора обратного рассеяния в азимутальной плоскости, град: 360
- ширина индикатора обратного рассеяния в угломестной плоскости, град: 30
- количество светоизлучающих диодов: 24
- угловой разнос размещения светоизлучающих диодов, град: 15

- ширина диаграммы углового распределения силы света в азимутальной плоскости, град: 360
- ширина диаграммы углового распределения силы света в угломестной плоскости, град: 15
- тип светоизлучающих диодов: LED 001-W 01-C-0,25M.
- длина волны, нм: 660
- яркость свечения, кд: 2
- диаметр вторичной линзы, мм: 22

Лабораторные испытания включали в себя исследование диаграммы рассеяния РОИ на частоте облучения 9410 МГц. С этой целью РИО был размещен в микроволновой безэховой камере, а в качестве измерительного прибора использовался векторный анализатор цепей Keysight серии PNA-X. Методика испытаний включала измерение значений ЭПР, при усреднении данных, свободных от наложения сигналов, в течение 5-ти секундных интервалов времени для различных направлений облучения РИО в азимутальной плоскости, задаваемых с помощью управляемого привода. На рис.3 приведена диаграмма обратного рассеяния РОИ, свидетельствующая о неравномерности значений ЭПР в 1,7 дБ в круговом секторе углов обратного рассеяния радиоволн. Максимальное значение ЭПР составило 11,1 м<sup>2</sup>, среднее значение ЭПР 9,3 м<sup>2</sup>, участки с нулевым значением ЭПР отсутствовали.

С целью оценки эксплуатационных характеристик РОИ были проведены натурные испытания в период речной навигации на участке водного пути реки Обь. РОИ размещался на борту моторной лодки ПВХ, удаляющейся на малом ходу от маломерного судна с действующим судовым локатором типа Furuno M-1715.

Характеристики судового радиолокатора:

- рабочая частота, МГц: 9410
- длительность импульса, мкс: 0,08
- частота повторения, Гц: 3000
- выходная мощность, кВт: 2,2
- ширина антенного луча в азимутальной плоскости, град: 5,2
- ширина антенного луча в угломестной плоскости, град: 25

Высота размещения РОИ составила 1,5 м относительно уровня воды. Дальность удаления РОИ от судового радиолокатора определялась с помощью ГЛОНАСС приемника. Оценка дальности видимости проблескового огня РОИ производилась в темное время суток и составила 2,3-2,4 км, что оказалось несколько больше дальности видимости проблескового огня прибора ЭСПК-90, с которым проводилось сравнение. Радиолокационная дальность обнаружения РОИ при приближении к судовому радиолокатору составила 0,8 км.

#### **4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Реализуемые радиооптическими отражателями-излучателями функции рассеяния радиолокационных сигналов и оптического излучения позволяют повысить безопасность

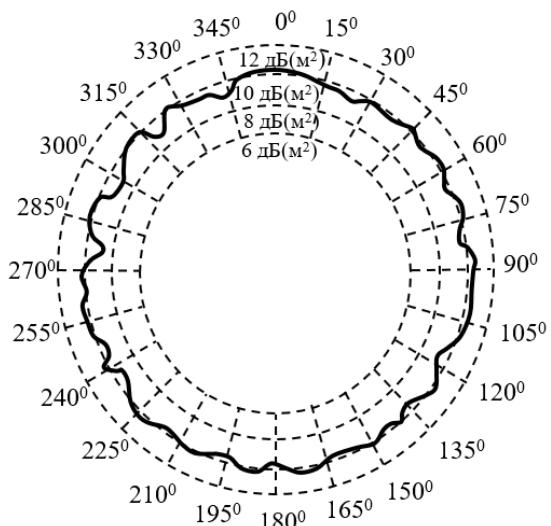


Рис.3. Диаграмма рассеяния линзового РОИ в азимутальной плоскости

судового движения в темное время суток и в условиях недостаточной видимости. Исследуемый уголковый отражатель с гранями в форме решеток обладает поляризационной анизотропией со значением 17 дБ, достаточным для его уверенного обнаружения методами поляризационной обработки в присутствии мешающих отражений от местных предметов. Радиооптический линзовый отражатель-излучатель кругового действия обладает равномерной диаграммой углового распределения силы света в азимутальной плоскости, а в диаграмме рассеяния радиолокационных сигналов, приходящих с произвольного азимутального направления, отсутствуют участки с нулевым уровнем отраженного сигнала. Неравномерность значений ЭПР радиооптического линзового отражателя-излучателя в X-диапазоне рабочих частот не превышает 1,7 дБ в секторе углов обратного рассеяния радиоволн. Результаты экспериментальных исследований свидетельствуют об эффективности применения радиооптических отражателей-излучателей в судоходстве.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ухов Г. А. Судоходная обстановка и навигационное оборудование внутренних водных путей: учеб. Пособие. Мин-во трансп. РФ, НГАВТ. - Новосибирск: НГАВТ, 2004. - 170 с.
2. Удачин В.С., Шереметьев Ю.Н. Навигационные знаки и огни, судовая сигнализация: справ. пособие, 2-е изд., перераб. и доп.- М. Транспорт, 1993.-255 с.
3. Дуров А. А., Кан В. С., Ничипоренко Н. Т., Устинов Ю. М. Судовая радиолокация. Судовые радиолокационные системы и САРП. Учебник для вузов. Изд. 2-е, пер. и испр. - Петропавловск-Камчатский, КамчатГТУ, 2005. - 280 с.
4. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М: Советское радио, 1975. - 248 с.
5. Vinogradov S.S., Smith P.D., Kot J.S., Nikolic N., Radar Cross-Section Studies of Spherical Lens Reflectors, *Progress In Electromagnetics Research*, 2007, Vol. 72, PP.325-337.
6. Pfeiffer, C. and Grbic, A. A printed broadband Luneburg lens antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2010, Vol. 58, No. 9, PP.3055-3059.
7. Report on the investigation of the loss of the sailing yacht «Ouzo» and her three crew South of the Isle of Wight during the night of 20/21 August 2006. Marine Accident Investigation Branch, Carlton House, Carlton Place, Southampton, United Kingdom, SO15 2DZ, Report No 7/2007, April 2007, 49 p.

8. МППСС - 1972. Международные правила предупреждения столкновений судов в море, 1972 г. (МППСС-72). 5-е издание. М: Моркнига, 2013.- 156с.
9. Бадулин Н.Н., Былина В.В., и др. Обнаружение искусственных радиолокационных целей по поляризационным признакам на фоне подстилающей поверхности/ Известия ВУЗов СССР. Радиоэлектроника. 1991. №8. С.29-32.
10. Патент № 1232034 СССР, G01S 13/02. Способ измерения поляризационных характеристик радиолокационной цели и устройство для его реализации / Бадулин Н. Н., Масалов Е. В. : № 3802018 : заявл. 15.10.84 ; опубл. 30.03.1993. Заявитель: Томск. ин-т автоматизир. Систем управления и радиоэлектроники. -4 с.
11. Шошин Е.Л. Радиооптический линзовый отражатель-излучатель / Известия высших учебных заведений Приборостроение, 2021. Том 64, №3, С.157-166.
12. Руководство по навигационному оборудованию. Издание Международной Ассоциации Морских Средств Навигационного Оборудования и Маячных Служб (МАМС). -МАМС, 2006.-190с.
13. ГОСТ Р ИСО 8729-1-2019. Суда и морские технологии. Судовые радиолокационные отражатели. Часть 1. Пассивный тип. Издание официальное. Москва: Стандартимформ, 2019.- 15с.
14. P. K. C. Pillai &Rashmi Dielectric Properties of Polystyrene and Some Related Polymers// International Journal of Polymeric Materials and Polymeric Biomaterials, Volume 8, №4, 1980. PP.255-263.

#### REFERENCES

1. Ukhov G. A. Navigational situation and navigation equipment of inland waterways: textbook. Stipend. Ministry of transport of the Russian Federation, NGAVT. Novosibirsk, ACADEMY, 2004, 170 p.
2. Udachin, V. S., Sheremet, Yu. N. Navigation signs and lights, signalling of vessels: right. manual, 2nd ed., reprint. and additional, Moscow, Transport, 1993. 255 p.
3. Durov A. A., Kan V. S., Nichiporenko N. T., Ustinov Yu. M. Ship radar. Ship radar systems and SARPs. Textbook for universities. 2nd Edition, TRANS. and ISPR, Petropavlovsk-Kamchatsky, Kamchatstu, 2005, 280 p.
4. Kobak V. O. Radar reflectors. Moscow, Sovetskoe radio, 1975, 248 p.
5. Vinogradov S.S., Smith P.D., Kot J.S., Nikolic N., Radar Cross-Section Studies of Spherical Lens Reflectors, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 72, PP.325-337, 2007.
6. Pfeiffer, C. and Grbic, A. A Printed, broadband Luneburg lens antenna, IEEE transactions on antennas and propagation,2010, vol. 58, no. 9, PP.3055-3059
7. Report on the investigation of the loss of the sailing yacht «Ouzo» and her three crew South of the Isle of Wight during the night of 20/21 August 2006, Marine Accident Investigation Branch, Carlton House, Carlton Place, Southampton, United Kingdom, SO15 2DZ, Report No 7/2007, April2007, 49 p.
8. COLREGs - 1972. International regulations for the prevention of collisions at sea, 1972 (ippcc-72), 5th edition, Moscow, Morkniga, 2013, 156 p.
9. Badulin N. N., Bylina V. V., et al. Detection of artificial radar targets by polarizing features on the background of the underlying surface/ Izvestiya vuzov SSSR, Radio electronics, 1991, No. 8, PP. 29-32.
10. Badulin N. N., Masalov E. V., Patent No. 1232034 of the USSR, Byull. Izobret., no.3802018 (1993).
11. Shoshin E. L. Radio-optical lens reflector-emitter / Izvestiya vyshego uchebnykh zavedeniy Priborostroenie, 2021. Volume 64, No. 3, PP. 157-166.
12. Guide to navigation equipment. The publication of the International Association of Marine AIDS to Navigation and Lighthouse authorities (IALA), MAMS, 2006, 190 p.
13. GOST R ISO 8729-1-2019. Ships and marine technologies. Ship radar reflectors. Part 1. Passive type, Official publication, Moscow, 2019, 15 p.
14. P. K. C. Pillai &Rashmi Dielectric Properties of Polystyrene and Some Related Polymers// International Journal of Polymeric Materials and Polymeric Biomaterials, Volume 8, №4, 1980, PP.255-263.

## ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ VOR/DME ДЛЯ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ НОВОСИБИРСКОГО ЦЕНТРА ОВД

К.Г. Мордвинова, Е.А. Рубцов

ФГБОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации» (СПбГУ ГА),  
Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** В Новосибирском центре ОВД, ввиду особенностей рельефа и географического местоположения, некоторые участки воздушного пространства не обеспечены радиолокационным покрытием. Одной из таких зон является южная часть сектора РЦ-6. Данный сектор граничит с несколькими сопредельными государствами, такими как Китай, Казахстан, Монголия. Ввиду отсутствия радиолокационного наблюдения, диспетчер УВД не имеет данных о местоположении воздушных судов, основных параметрах полета, вынужден использовать процедурный контроль, что значительно увеличивает нагрузку и влияет на безопасность воздушного движения. В статье проанализировано комплексное применение систем ближней навигации VOR/DME и станции автоматического зависимого наблюдения для обеспечения требуемой точности. Использование АЗН-В при учете погрешностей ГНСС и системы VOR/DME обеспечит диспетчера УВД надежными данными о местоположении ВС. Точность гарантирована переходом от спутниковых систем к традиционным. Это позволит безопасно осуществлять контроль в секторе РЦ-6 Новосибирского центра ОВД.

**Ключевые слова:** АЗН-В, VOR/DME, GNSS, ICAO, бортовой навигационный комплекс, управление воздушным движением.

## APPLICATION OF VOR/DME SHORT RANGE NAVIGATION SYSTEM TO ASSESS PRECISION OF AUTOMATIC DEPENDENT SURVEILLANCE EXAMPLEBASED OF NOVOSIBIRSK AIR TRAFFIC CONTROL CENTER

K. G. Mordvinova, E.A. Rubtsov

Saint-Petersburg State University of Civil Aviation (), Saint-Petersburg, Russia

**Abstract.** In Novosibirsk air traffic control center due to the peculiarities of the relief and geographic location, some parts of the airspace are not provided with radar coverage. One of these zones is the southern part of ATC Sector № 6. This sector is bordered by several neighboring states, such as China, Kazakhstan, Mongolia. Due to the lack of radar surveillance, the air traffic controller does not have data on the location of aircraft, the main flight parameters, is forced to use procedural control, which significantly increases the load and affects the safety of air traffic. Application of VOR/DME short range navigation system to assess precision of automatic dependent surveillance was analyzed in the article. The use of ADS-B, taking into account the errors of GNSS and the VOR / DME system, will provide the air traffic controller with reliable data on the position of the aircraft. Precision is guaranteed by the transition from satellite systems to traditional ones. This will make it possible to safely manage aircraft in Novosibirsk ATC Sector № 6.

**Keywords:** ADS-B, VOR/DME, GNSS, ICAO, airborne navigation complex, air traffic control.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

В условиях постоянно возрастающей интенсивности полетов одной из важнейших задач диспетчерского обслуживания становится обеспечение требуемого уровня безопасности полетов. В Новосибирском центре обслуживания воздушного движения (ОВД), ввиду особенностей рельефа и географического местоположения, некоторые участки воздушного пространства не обеспечены радиолокационным покрытием. Одной из таких зон является южная часть сектора РЦ-6. Через данный сектор проходит государственная граница РФ с сопредельными государствами (Китай, Монголия). Ввиду неоднородности и труднодоступности некоторых регионов страны, данная проблема затрагивает и другие центры ОВД, поэтому предлагаемое в статье решение носит универсальный характер.

Основной целью работы является разработка рекомендаций по обеспечению сплошного поля наблюдения в секторе РЦ-6 Новосибирского центра ОВД. В зоне этого сектора осуществляется интенсивное воздушное движение по международным трассам: A357, A814, B206, G489, R 366.

## 2. АНАЛИЗ УВД В ЗОНЕ БЕЗ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПОКРЫТИЯ

В секторе РЦ-6 Новосибирского центра ОВД установлены рубежи передачи со смежными центрами управления воздушным движением (УВД) соседних государств: Китая, Монголии и Казахстана. На этих рубежах приема-передачи УВД отсутствует радиолокационный контроль, т.к. сложность рельефа местности точек не позволяют установить радиолокаторы, а существующие радиолокационные позиции не обеспечивают требуемого перекрытия. Диспетчер вынужден осуществлять процедурный контроль за полетом ВС только по докладам экипажей. Экипаж определяет местоположение, используя данные спутниковых систем и бортовой инерциальной системы. Ввиду протяженности зоны, полет без использования традиционных средств навигации (VOR\DMЕ, DMЕ\DMЕ) является продолжительным, что неизменно ведет к накапливанию систематической погрешности инерциальных систем навигации (примерно 1,85 км на 100 км пройденного пути). Это может стать причиной отклонения ВС от воздушной трассы и нарушению порядка использования воздушного пространства, в том числе незаконному пересечению государственной границы.

Также следует отметить необходимость создавать «трек по плану». При отсутствии возможности ОВД на основе систем наблюдения диспетчер обязан активировать «трек по плану» на мониторе комплекса средств автоматизации (КСА) УВД «Альфа» для соответствующих ВС (опознавание которых не представляется возможным) и при получении доклада от ЭВС о пролете ПОД скорректировать местоположение «трека по плану» [1]. Данная процедура представляет собой сопряжение с системой планирования воздушного движения и сопровождение целей в режимах «трек по плану» и «маршрут по плану» при отсутствии координатной информации и требует времени и повышенной концентрации внимания диспетчера, что также влияет на безопасность полетов, что особенно важно в часы пик, когда может

возникнуть дефицит времени. При использовании функции «трек по плану» диспетчеру запрещено пользоваться данной информацией в целях создания горизонтальных (продольных и/или боковых) интервалов эшелонирования, используемых при ОВД, а также при определении местоположения ВС [1].

Для оценки количества воздушных судов, ежедневно обслуживаемых в зоне отсутствия радиолокационного контроля, использовались выписки из базы данных комплекса средств автоматизации управления воздушным движением «Альфа 5» за 08.08.2021 г., представленные в Таблице 1.

Таблица 1. Выписка из базы данных комплекса средств автоматизации УВД «Альфа 5»

Дата вылета	Рейс	Тип ВС	АП вылета	Время вылета	Время выхода	Точка входа	Точка выхода	АП посадки
08\08	CAF151	Y20	UMLI	07:00	10:59	OKED	GOPTO	ZWWW
08\08	N811TM	GLF6	LTFM	00:25	04:58	GOMIR	NOPUS	RJAA
08\08	CAF153	Y20	XJCJ	02:00	04:22	GOPTO	UNNT	UNNT
08\08	CAF151	Y20	UMLI	11:00	14:59	OKED	GOPTO	ZWWW
09\08	CAF155	Y20	ZWWW	00:00	01:02	GOPTO	UNNT	UNNT
08\08	CAF047	Y20	XJCJ	23:00	01:51	GOPTO	ABITI	UUBD
08\08	HVN5036	A359	EDDF	09:00	13:20	LEGBI	NOPUS	VVDN
08\08	CAF153	Y20	UNNT	18:10	18:10	UNNT	GOPTO	XJCJ

При использовании процедурного контроля, диспетчер производит дополнительные действия, что дополнительно увеличивает время, затраченное на ОВД в среднем на 1-2 минуты. Ситуация может быть значительно усложнена неблагоприятными погодными явлениями в секторе, в случае необходимости изменения маршрута полета.

### 3. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ СРЕДСТВ НАБЛЮДЕНИЯ

В настоящее время в секторе РЦ-6 Новосибирского центра ОВД имеются несколько радиолокационных средств, обеспечивающих обслуживание воздушного движения. Информация по их составу и размещению радиолокационных позиций (РЛП) представлена в таблице 2.

Таблица 2. Перечень оборудования РЛП секторов РЦ Новосибирского центра ОВД

Наименование РЛП	Наименование оборудования	Координаты
Новый-Васюган	МВРЛ «Кrona», 1РЛ-139-2, 1Л118	58° 35' 23" с.ш., 76° 30' 32" в.д.
Толмачёво (РЦ-6)	РЛК «Утёс», МВРЛ «Аврора», АРЛК «Лира А10»	55° 02' 10" с.ш., 82° 38' 17" в.д.
Нижневартовск	ВРЛ «Корень-АС»	60° 57' 00" с.ш., 76° 29' 00" в.д.
Енисейск	МВРЛ «Кrona»	58° 28' 27" с.ш., 92° 06' 44" в.д.
Омск	МВРЛ «Кrona», 1РЛ-139-2, 1Л118	54° 57' 52" с.ш., 73° 19' 37" в.д.

Продолжение Таблицы 2

Наименование РЛП	Наименование оборудования	Координаты
Красноярск	МВРЛ «Кrona», АРЛК «Лира А10», ВРЛ «Корень-AC»	56° 11' 10" с.ш., 92° 28' 30" в.д.
Абакан (РЦ-6)	АОРЛ-85ТК	53° 44' 35" с.ш., 91° 23' 09" в.д.
Кемерово (РЦ-6)	АОРЛ-85	55° 16' 34" с.ш., 86° 06' 46" в.д.
Новокузнецк (РЦ-6)	АОРЛ-85ТК, 1РЛ-139-2	53° 49' 46" с.ш., 86° 51' 53" в.д.
Барнаул (РЦ-6)	ТРЛК «Лира-Т», МВРЛ «Кrona-M», АОРЛ-1AC	53° 22' 27" с.ш., 83° 33' 20" в.д.
Томск	АОРЛ-1AC	56° 23' 00" с.ш., 85° 12' 42" в.д.
Тюмень	ВРЛ «Корень-С», МВРЛ «Кrona»	57° 10' 57" с.ш., 65° 20' 38" в.д.
Колпашево	МВРЛ «Кrona»	58° 21' 24" с.ш., 83° 00' 38" в.д.

Схема перекрытия радиолокационными средствами сектора РЦ-6 на высоте 10 000 м показана на рисунке 1.

Ввиду отсутствия радиолокационного контроля в южной части сектора РЦ-6 Новосибирского центра ОВД, диспетчер УВД осуществляет контроль за полетом ВС, используя расчетные данные экипажей (процедурный контроль).

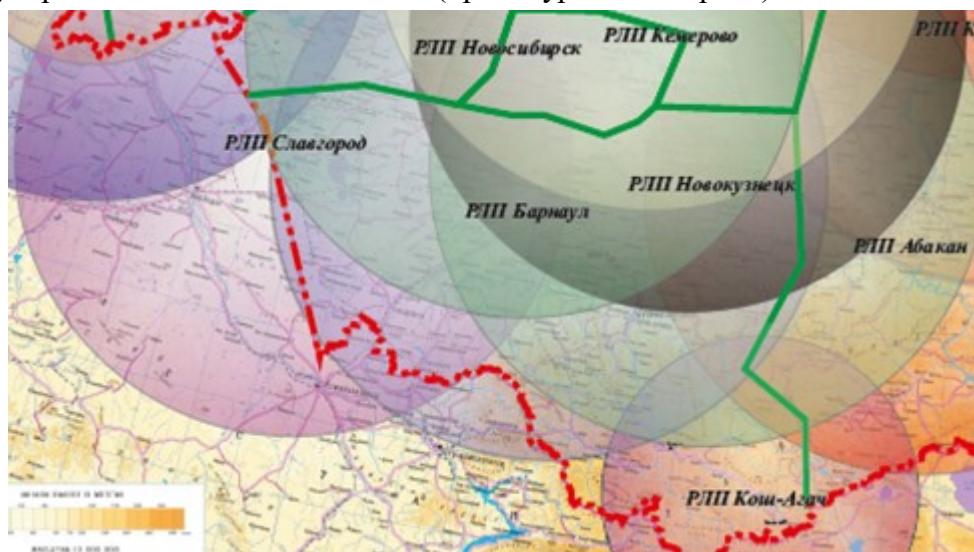


Рис. 1. Схема перекрытия существующими радиолокационными средствами сектора РЦ-6 на высоте 10 000 м

#### 4. АНАЛИЗ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СРЕДСТВ НАБЛЮДЕНИЯ

Для обеспечения радиолокационными данными возможно и целесообразно использовать современные методы наблюдения. Одним из таких методов является автоматическое зависимое наблюдение вещательного типа (АЗН-В). АЗН-В позволяет

формировать и отображать воздушную обстановку как на земле, так и на борту каждого воздушного судна, оснащенного аппаратурой этой системы. Высокая степень информированности экипажей ВС и диспетчеров центров обслуживания воздушного движения позволит предотвратить столкновения ВС и повысить безопасность полетов.

Станции АЗН-В обладают высокой степенью автономности не требуют постоянного присутствия персонала. Также важным преимуществом АЗН-В является потенциально высокая точность определения местоположения ВС, которая зависит от применяемого на борту навигационного датчика. Погрешность АЗН-В в случае применения на борту приемника сигналов глобальных спутниковых навигационных систем (ГНСС) составляет сотни метров и соответствует нормативным требованиям в пределах всей зоны действия наземной станции.

Тем не менее использование АЗН-В не регламентировано ИКАО и нормативными актами РФ, ввиду ее неполнценности и уязвимости к кибератакам. ИКАО рекомендует использовать АЗН-В лишь в качестве дополнительного средства мониторинга к таким системам как: многопозиционная система наблюдения (МПСН) или вторичный радиолокатор (ВРЛ). Однако, установка этих средств невозможна в указанном секторе, ввиду его труднодоступности и экономической нецелесообразности [2].

Автоматическое зависимое наблюдение предполагает трансляцию основного и дополнительного сообщений. В основное АЗН-В сообщение включены широта, долгота и высота ВС, время и степень достоверности. Дополнительно передаются фактический путевой угол, курс, путевая и вертикальная скорости, число Маха, координаты двух следующих пунктов маршрута, предполагаемые время и высота их пролета, метеорологическая информация и др.

На данном этапе АЗН-В является единственным доступным средством наблюдения в зоне, не перекрытой радиолокационным наблюдением сектора РЦ-6 Новосибирского центра ОВД. Диспетчер будет осуществлять контроль с помощью АЗН-В и процедурного контроля. Однако, на данный момент, согласно Doc.9924 «Руководство по авиационному наблюдению», ИКАО не рекомендует использовать АЗН-В в качестве единственного средства наблюдения. То есть установка станций АЗН-В допускается, но поступающая информация должна проверяться.

Ввиду данных требований, для обеспечения сплошного перекрытия полем наблюдения в зоне РЦ-6, предлагается установка на одной позиции системы VOR/DME и наземной станции АЗН-В, обеспечивающей прием информации от бортового радионавигационного комплекса. То есть погрешность АЗН-В будет равна погрешностям навигационного бортового оборудования. В случае обеспечения точной навигации данные АЗН-В будут являться корректными и не потребуют проверки с помощью ВРЛ или МПСН.

Точность бортового навигационного оборудования определяется исходя из наземного оборудования.

Однако, не все ВС оборудованы спутниковыми средствами навигации, бортовые средства спутниковой навигации могут выйти из строя, качество спутникового сигнала может ухудшаться, бортовая система навигации может распознать спутниковый сигнал

как ненадёжный и переключаться на другую систему навигации. Для максимально точной навигации, выдерживания точного курса полета и определения местоположения ВС, требуются традиционные средства навигации, такие как: VOR-DME и DME-DME. Последняя система требует размещения на местности нескольких маяков (как правило трех) и является относительно дорогостоящей.

Предлагается установка наземной станции АЗН-В совместно с радионавигационной системой VOR/DME на одной позиции. Точность АЗН-В в данном случае будет соответствовать точности VOR/DME. В случае, если ВС использует спутниковую навигационную систему, то точность АЗН-В будет выше.

Таким образом, использование АЗН-В при учете погрешностей ГНСС и системы VOR/DME обеспечит диспетчера УВД надежными данными о местоположении ВС. Точность гарантирована переходом от спутниковых систем к традиционным. Это позволит безопасно осуществлять контроль в секторе РЦ-6 Новосибирского центра ОВД.

Оценивая позицию, на которой целесообразно расположить наземную станцию АЗН-В совместно с системой VOR/DME, важно учесть не только размер рабочих областей и зон действия, но и удобство технического обслуживания. Исходя из этих параметров, была выбран равнинный участок размещения с координатами  $49^{\circ}56'33.4''$  с.ш.,  $86^{\circ}51'35.4''$  в.д., расположенный в поселке Йодро.

Для оценки возможностей предлагаемого комплекса средств рассчитаем их зону действия и рабочую область.

Максимальная дальность действия зависит от используемого диапазона радиоволн и условий их распространения, а также от технических характеристик, передающих, приемных и антенных устройств РТС.

Метод определения дальности действия с учетом углов закрытия для антенн, расположенных у земли (минимальный угол закрытия равен нулю) [3]:

$$D_3[\text{км}] = -\frac{16900 \cdot \operatorname{tg}\beta_3}{2} + \sqrt{\left(\frac{16900 \cdot \operatorname{tg}\beta_3}{2}\right)^2 + 16,9 \cdot (H_{\text{ЭШ}} + h_{\text{ант}})}[\text{м}], \quad (1)$$

где  $D_3$  – дальность действия средства с учетом закрытий;

$H_{\text{ЭШ}}$  – высота эшелона;

$\beta_3$  – угол закрытия.

Для поднятой антенны минимальный угол закрытия будет меньше нуля, дальность действия находится как [3]:

$$D_3[\text{км}] = 2 \cdot \sqrt{16,9 \cdot (H_{\text{ЭШ}} + h_{\text{ант}})} - \frac{16900 \cdot \operatorname{tg}\beta_3}{2} + \sqrt{\left(\frac{16900 \cdot \operatorname{tg}\beta_3}{2}\right)^2 + 16,9 \cdot (H_{\text{ЭШ}} + h_{\text{ант}})}[\text{м}]. \quad (2)$$

С помощью программного пакета, разработанного на кафедре «Радиоэлектронные системы» ФГБОУ ВО СПбГУ ГА по даннм цифровой модели рельефа SRTM были определены углы закрытия для выбранной позиции (рисунок 2) [4]. Также была

рассчитана зона действия наземной станций АЗН-В для высоты полета 10000 м (рисунок 3) [3].

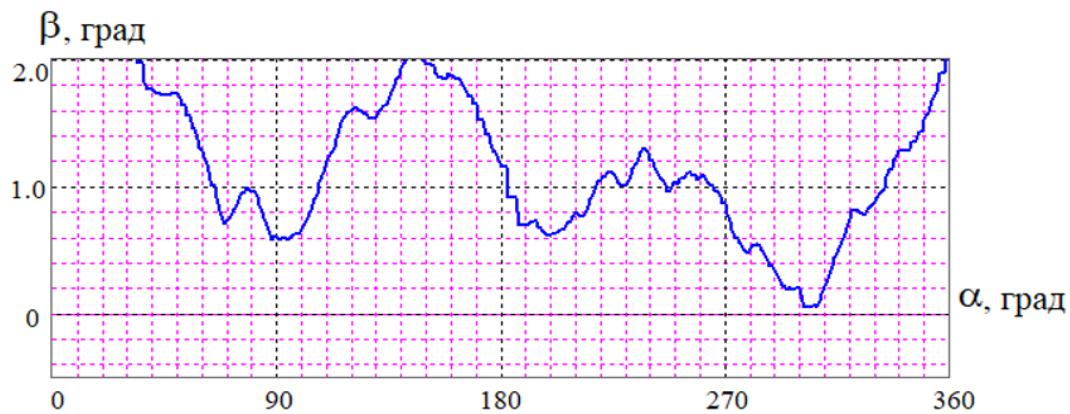


Рис. 2. График углов закрытия антенны станции АЗН-В для позиции Йодро

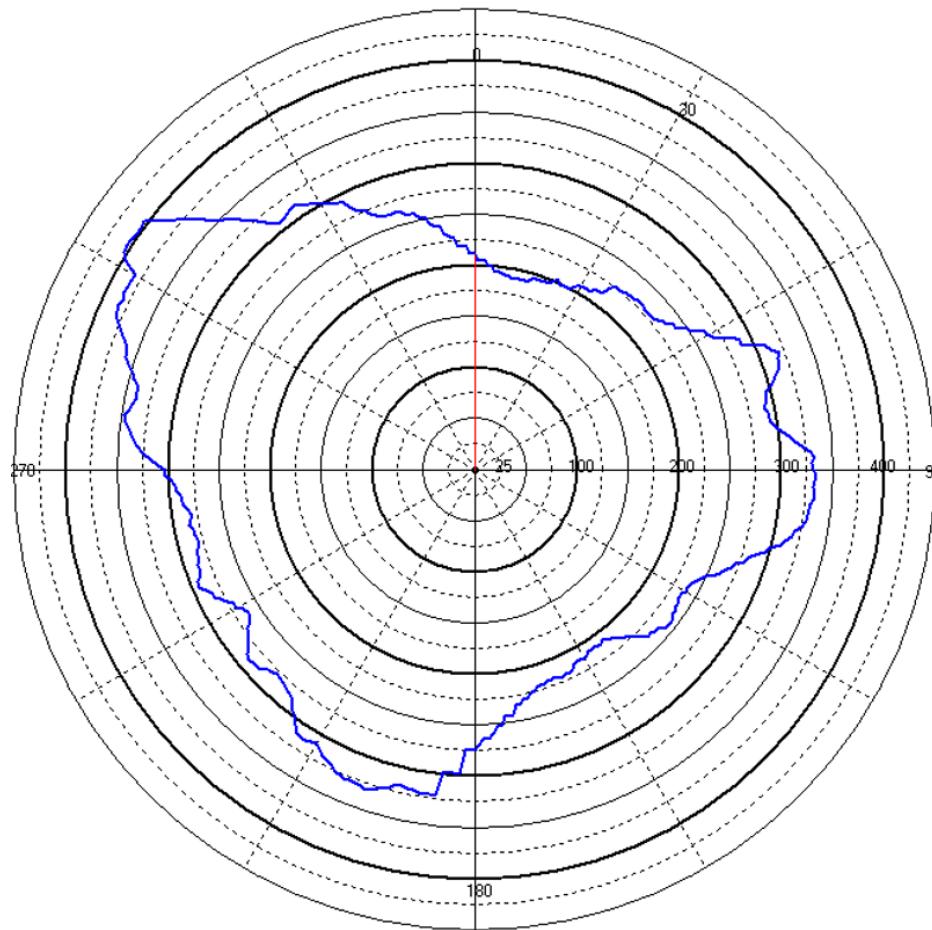


Рис. 3. Зона действия станции АЗН-В на позиции Йодро для высоты полета 10000 м

Рассмотрим метод оценки предельно допустимой погрешности РТС наблюдения исходя из принятых норм горизонтального эшелонирования. Основная задача заключается в том, чтобы рабочие области радионавигационных средств перекрывали

95% воздушных трасс, в то время как зоны действия должны обеспечивать полное покрытие [5].

Сложность расчета рабочей области на территории РФ заключается в том, что на территории нашей страны отсутствует регламентация требований к точности определения местоположения. Таким образом значения  $\sigma$  допустимой в РФ не задаются. Однако, в РФ установлены нормы эшелонирования, равные не менее 10 км. Таким образом, исходя из закона распределения погрешностей, для нормального распределения размер  $\sigma$  допустимой может быть определен.

Для расчета применим следующие законы распределения [6]:

- 1) нормальный закон распределения (распределение Гаусса);
- 2) двойное экспоненциальное распределение (распределение Лапласа);
- 3) обобщенное распределение Лапласа:

$$f(x, \theta) = C(a, b) \cdot e^{-a(x-\theta)^2 - b|x-\theta|}, \quad (3)$$

где  $C(a, b)$  – нормировочная константа такая, что

$$C(a, b) = \begin{cases} \frac{b}{2}, & a = 0 \\ \frac{\sqrt{a}}{\sqrt{\pi} \exp(b^2/4a) \cdot \text{erfc}(b/(2\sqrt{a}))} & a > 0 \end{cases}; \quad (4)$$

и

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2} dy; \quad (5)$$

$a$  и  $b$  – некоторые параметры, причём  $a \geq 0$ ,  $b > 0$ ,  $x \in R$ .

Здесь параметр  $a$  регулирует тяжесть хвостов функции, то есть вероятность появления больших ошибок; параметр  $b$  пропорционален масштабу стандартного распределения Лапласа и находится как:

$$b = \frac{\sigma}{\sqrt{2}}. \quad (6)$$

4) составное распределение, образованное суммой плотностей вероятности нормального и экспоненциального распределений [6]:

$$f_{\text{norm\_exp}} = (1-p) \cdot \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) + p \cdot \frac{1}{\sigma} \exp\left(-\frac{x}{\sigma}\right), \quad (7)$$

где  $p = 0,98610$ ;

5) составное распределение, образованное суммой плотностей вероятности нормального распределения и распределения Лапласа [6]:

$$f_{norm\_Lap} = (1-p) \cdot \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) + \\ + p \cdot \frac{\sqrt{2}}{2\sigma} \exp\left(-\frac{\sqrt{2} \cdot |x|}{\sigma}\right), \quad (8)$$

где  $p = 0,71226$ .

Предельно допустимые погрешности определения местоположения ВС в горизонтальной плоскости представлены в таблице 3.

Таблица 3. Предельно допустимые погрешности определения местоположения ВС в горизонтальной плоскости

Распределения	Допустимая $\sigma$ , км
Нормальное распределение	3,62
Классический закон Лапласа	0,83
Обобщённый закон Лапласа	2,24
Составное распределение $f_{norm\_exp}$	1,60
Составное распределение $f_{norm\_Lap}$	1,81

Как видно из таблицы, результаты расчётов, при использовании разных распределений, несколько расходятся. Таким образом, тот или иной из законов можно использовать при расчётах для различных сценариев: пессимистического или реалистического. Для решаемой в рамках данного исследования задачи будем рассматривать следующие сценарии:

1) Реалистический, при котором погрешности определения координат ВС определяются нормальным распределением, в этом случае при нормах горизонтального эшелонирования 10 км, предельная погрешность составляет 3,62 км.

3) Пессимистический, при котором погрешности определения координат ВС определяются составным распределением, в этом случае при нормах горизонтального эшелонирования 10 км, предельная погрешность составляет 1,6 км.

Среднюю квадратическую погрешность линейного бокового уклонения (СКП ЛБУ) при использовании для навигации системы VOR/DME находят как [5, 7]:

$$\sigma_{z\_VOR/DME} = \sqrt{\frac{1}{2} \left[ \sigma_D^2 + (0.0175 \cdot D_{VOR/DME} \cdot \sigma_A)^2 \right] + \sigma_{z\_инстр}^2} \quad (9)$$

где  $D_{VOR/DME}$  – удаление от системы VOR/DME (DVOR/DME), км;

$\sigma_D$  – СКП измерения дальности, км;

$\sigma_A$  – СКП измерения азимута, град;

$\sigma_{z\_инстр}$  – СКП коррекции по данным системы VOR/DME.

Типовая погрешность DME составляет  $0,15 \text{ км} + 0.125\%$  от дальности. Типовая погрешность VOR составляет  $1,5^\circ$ . Применяя выражение (9), не сложно найти, что на удалениях ВС от позиции системы VOR/DME (DVOR/DME) 100, 200 и 300 км. значение СКП ЛБУ составит 1,9, 3,7 и 5,6 км соответственно.

Рабочая область VOR/DME рассчитывается исходя из предельно допустимой СКП ЛБУ  $\sigma_{z\_don}$ , которая зависит от ширины воздушной трассы и требуемой вероятности нахождения на трассе. Для воздушной трассы шириной 10 км при вероятности нахождения ВС в пределах трассы 95% допустимая СКП ЛБУ  $\sigma_{z\_don}$  составит 2,55 км [8].

Для решения поставленной задачи оценки точности АЗН-В необходимо в качестве допустимой СКП ЛБУ принять значения, представленные в таблице 3, при этом для реалистического сценария примем значение  $\sigma_{z\_don}$  равным 3,62 км, а для пессимистического сценария 1,6 км. Тогда, рабочая область при реалистическом сценарии составит 198 км (РО 2 на рисунке 4), при пессимистическом сценарии размер рабочей области составит 75 км (РО 1 на рисунке 4). В том случае, если на борту ВС имеется приемник ГНСС и обеспечивается высокоточная навигация, рабочая область наземной станции АЗН-В совпадает с ее зоной действия. Рабочие области наземной станции АЗН-В для указанных сценариев, а также зона действия представлены на рисунке 4.

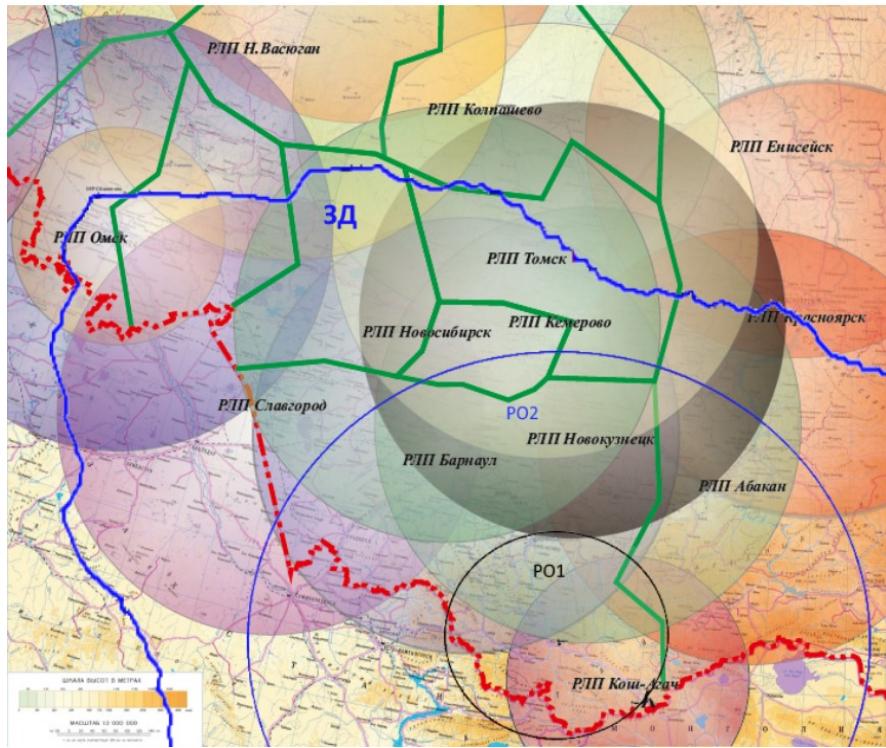


Рис. 4. Зона действия станции АЗН-В на позиции Йодро для высоты полета 10000 м

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Размещение станции АЗН-В совместно с маяком VOR\DMЕ даже при пессимистичном сценарии обеспечит радиолокационным покрытием требуемую зону. В пределах данной рабочей области будет обеспечена гарантированная точность, в то время как за пределами рабочей области, в пределах зоны действия, точность будет гарантирована только при наличии спутниковой навигации. Точность АЗН-В в данном случае будет соответствовать точности VOR/DME, а в случае, использования воздушным судном спутниковой навигации, точность АЗН-В увеличится.

Таким образом, использование АЗН-В при учете погрешностей ГНСС и системы VOR/DME обеспечит диспетчера УВД надежными данными о местоположении ВС. Точность гарантирована переходом от спутниковых систем к традиционным. Это позволит безопасно осуществлять контроль в секторе РЦ-6 Новосибирского центра ОВД.

### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Технология работы диспетчера на секторе-6 РДЦ ЕС ОрВД, Новосибирск, 2021. –185 с.
2. Руководство по авиационному наблюдению. Doc. 9924 AN/474. ИКАО, 2017. – 372 с.
3. Соболев, Е.В., Книжнichenko, Н.В., Рубцов, Е.А. Расчет дальности радиовидимости с учетом влияния рельефа и атмосферы: Вестник Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, 2012. – №1(3). – С. 44–54.
4. Рубцов Е.А. Метод расчета зон действия радиотехнических средств связи ОВЧ диапазона с применением цифровых моделей рельефа / Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации сборник трудов V научно-технической конференции преподавателей, научных работников и аспирантов с международным участием 22–24 марта 2016 г. Иркутск, – 2016. - С. 100–106.
5. Соболев Е.В. Организация радиотехнического обеспечения полетов. Ч. 1. Основные эксплуатационные требования к авиационным комплексам навигации, посадки, связи и наблюдения: учеб. пособие. - Санкт-Петербург: СПбГУГА, 2007. – 120 с.
6. Рубцов Е.А. Распределение ошибок определения координат воздушных судов // Вестник СГАУ, 2014. – №1(43). – С. 267–275.
7. Аль-Рубой Мудар, Рубцов Е.А. Обзор методик расчета рабочей области азимутально-дальномерных радиотехнических систем // Естественные и технические науки, 2014. – №8(76). – С. 137-144.
8. Соболев Е.В., Ал-Рубой Мудар, Рубцов Е.А. Оценка степени покрытия воздушных трасс Республики Ирак рабочими областями радиомаяков VOR/DME // Известия Петербургского университета путей сообщения, 2014. - Вып. 3 (40). - С. 111-117.

### **REFERENCES**

1. Technology of controller work on sector-6 of ACC Regional Center US ATM, Novosibirsk, 2021. – 185 p.
2. Aeronautical Surveillance Manual. Doc. 9924 AN/474. ICAO, 2017. – 372 p.
3. Sobolev, E.V., Knizhnichenko, N.V., Rubtsov, E.A. Calculation of the radio visibility range, taking into account the influence of the terrain and the atmosphere: Vestnik of St. Petersburg State University of Civil Aviation, 2012. – №1(3). – Pp. 44–54.
4. Rubtsov E.A. Method for calculating the coverage areas of VHF radio communications using digital elevation models / Actual problems and prospects for the development of civil aviation collection of proceedings of the V scientific and technical conference of teachers, researchers and graduate students with international participation March 22-24, 2016 Irkutsk, 2016. – Pp. 100-106.
5. Sobolev, E.V. Organization of radio technical support of flights. Part 1. Basic operational requirements for aviation complexes of navigation, landing, communication and observation: textbook. St. Petersburg State University of Civil Aviation, 2007. – 120 p.
6. Rubtsov E.A. Distribution of errors in determining the coordinates of aircraft // Vestnik of St. Petersburg State Aviation University, 2014. – №. 1 (43). - Pp. 267–275.
7. Al-Ruboy Mudar. Review of methods for calculating the working area of azimuth-rangefinder radio engineering systems / Mudar Al-Ruboi, E.A. Rubtsov // Natural and technical sciences, 2014. – №. 8 (76). – Pp. 137-144.
8. Sobolev E.V., Al-Ruboy Mudar, Rubtsov E.A. Estimation of coverage for air tracks of Republic of Iraq by VOR/DME beacon work areas // Proceedings of Petersburg Transport University, issue 3 (40), 2014. - Pp. 111-117.

## РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

В. В. Неровный<sup>1</sup>, П. Д. Коратаев<sup>2</sup>, Н. А. Неровная<sup>2</sup>, В. В. Цитиридис<sup>2</sup>, С. А. Черкасов<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия

<sup>2</sup>ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Рассмотрены основные свойства DuoBOC сигналов. С помощью разработанной модели генератора навигационных сигналов, получены спектральные характеристики DuoBOC сигналов с раздельными фазами первой и второй поднесущих частот при различных значениях тактовой частоты ПСП, первого и второго меандрового колебания. Сделаны выводы о возможности совмещения нового класса сигналов с уже существующими в аппаратуре потребителей ГНСС.

**Ключевые слова:** DuoBOC-сигналы, имитационная модель, глобальная навигационная спутниковая система.

## DEVELOPMENT OF A SIMULATION MODEL OF A SIGNAL GENERATOR FOR GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM

V. V. Nerovniy<sup>1</sup>, P. D. Korataev<sup>2</sup>, N. A. Nerovnaya<sup>2</sup>, V. V. Citiridis<sup>2</sup>, S. A. Cherkasov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>AO NVP «PROTEK», Voronezh, Russia

<sup>2</sup>VYNC VVC «VVA», Voronezh, Russia

**Abstract.** The article is devoted to the main properties of DuoBOC signals. Using the developed model of the navigation signal generator, the spectral characteristics of DuoBOC signal with separate phases of the first and second subcarriers were obtained at different values of such a frequency of the PSP, the first and second meander oscillations. The conclusions indicate the possibilities of combining a new class of signals with those already existing in the equipment of GNSS consumers.

**Keywords:** DuoBOC signals; simulation model; global navigation satellite system.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время к глобальным навигационным системам предъявляются высокие требования с точки зрения точностных характеристик. Одним из направлений повышения точности позиционирования потребителя, являться введение нового класса радиосигналов.

В навигационной аппаратуре потребителей (НАП) принимаются и обрабатываются сигналы от всех видимых навигационных спутников, псевдоспутников и станций функционального дополнения. Для решения навигационных задач принимаемые радиосигналы должны иметь такую структуру, что бы их можно разделить, с целью их последующий эффективной обработки, достаточно точно измерить параметры каждого принятого радиосигнала (задержку, доплеровское смещение частоты, фазу) и по измеренным параметрам радиосигналов определить координаты потребителя.

Основными требованиями, предъявляемым к радиосигналам спутниковых навигационных систем являются:

- возможность их эффективного разделения в приемники;

- обеспечение высокой точности измерения параметров сигнала;
- обеспечение возможности определения координат и скорости потребителя.

Стремление достичь дальнейшего выигрыша в качестве функционирования ГНСС обуславливает исследование и разработку более сложных комбинаций сигналов. В частности, в качестве перспективных сигналов, предлагаемых к использованию в спутниковой навигации, являются *DuoBOC-сигналы*. Стоит отметить, что частотный диапазон сигналов, выделенный для глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), в настоящее время практически полностью занят уже имеющимися сигналами, возникает проблема, связанная с совмещением нового класса сигналов с уже имеющимися.

Цель настоящий работы – рассмотреть основные свойства новых сигналов, определить возможность совмещение нового класса сигналов с уже существующими в аппаратуре потребителей ГНСС.

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Для навигационных сигналов ГЛОНАСС выделено три диапазона шириной около 20 МГц каждый. Выход за пределы данных диапазонов не возможен из-за требований совместимости с другими радиотехническими системами, излучающими сигналы в соседних диапазонах.

Сигналы ГЛОНАСС открытого доступа с кодовым разделением размещены следующим образом:

- в диапазоне L1 (1592,9-1610 МГц);
- в диапазоне L2 (1237,8-1256,8 МГц);
- в диапазоне L2 (1190,35-1256,8 МГц).

Развёрнутые спутниковые системы излучают радиосигналы с бинарной фазовой манипуляцией (*BPSK – binary phase shift keying*) [2]. Математически BPSK-сигналы записываются следующим образом:

$$S_{BPSK}(t) = A \times d(t) \times G(t) \times \cos(\omega \cdot t + \varphi(t)), \quad (1)$$

где  $A$  - амплитуда сигнала;  $d(t)$  - двоичные символы информации;

$G(t)$  - псевдослучайная последовательность (ПСП);

$\omega$  - несущая частота сигнала;  $\varphi(t)$  - фаза несущего колебания.

А так же радиосигналы с бинарной фазовой манипуляцией на поднесущих частотах (*BOC – binary offset carrier*). Математически BOC-сигналы записываются следующим образом:

$$S_{BOC}(t) = A \times d(t) \times G(t) \times \mu(t) \times \cos(\omega \cdot t + \varphi(t)), \quad (2)$$

где  $A$  - амплитуда сигнала;  $d(t)$  - двоичные символы информации;  $G(t)$  - псевдослучайная последовательность (ПСП);  $\mu(t)$  - дополнительная меандровая модулирующая последовательность;  $\omega$  - несущая частота сигнала;  $\varphi(t)$  - фаза несущего колебания.

Частотный диапазон сигналов, выделенный для ГНСС, в настоящее время практически полностью занят различными типами *BPSK* и *BOC* сигналами.

Одним из перспективных типов навигационных сигналов, является новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов, так называемых *DuoBOC-сигналов*. [1] Формирование такого сигнала проводиться по следующей формуле:

$$S_{DuoBOC}(t) = A \times d(t) \times G(t) \times S_{c1}(t) \times S_{c2}(t) \times \cos(\omega \cdot t + \varphi(t)), \quad (3)$$

где  $A$  - амплитуда сигнала;  $d(t)$  - двоичные символы информации;  $G(t)$  - псевдослучайная последовательность (ПСП);  $S_{c1}(t)$  - аппроксимация первой поднесущей частоты;  $S_{c2}(t)$  - аппроксимация второй поднесущей частоты;  $\omega$  - несущая частота сигнала;  $\varphi(t)$  - фаза несущего колебания.

В *DuoBOC-сигналах* задаются три параметра, которые являются коэффициентами отношения поднесущих частот к частоте С/А-кода GPS. Например, сигнал DuoBOC (2,1,1) формируется из ПСП с тактовой частотой 1,023 МГц, первого меандрового колебания с частотой 1,023 МГц и второго меандрового колебания с частотой 2,046 МГц. Изменение параметров *DuoBOC-сигналов*, может позволить совместить их с уже использующимися *BPSK* и *BOC* сигналами в одной частотной области, при этом используя общий радиотракт и кодовое разделение.

При рассмотрении *DuoBOC-сигналов*, необходимо брать во внимание раздельно фазу первой и второй поднесущих частот, при этом появляется большое число возможных комбинаций сигналов.

В программной среде *Simulink* разработана имитационная модель генератора навигационных сигналов (рисунок 1). Позволяющая моделировать как уже применяющиеся в спутниковой навигации сигналы *BPSK* и *BOC*, так и перспективные *DuoBOC-сигналы*. На рисунке 2 отдельно приведена модель генератора *DuoBOC-сигналов*. [3].

Разработанная имитационная модель позволяет изменять параметра *DuoBOC-сигналов*, формируемую ПСП, первое меандровое колебание, второе меандровое колебание, причем меандровые колебания возможно изменять как по тактовой частоте, так и по фазе, соответствующей либо синусу, либо косинусу. С помощью разработанной модели могут быть получены спектральные и корреляционные характеристики перспективных *DuoBOC-сигналов* с различными параметрами. На рисунка 3 - 6 представлены спектральные характеристики сигнала *DuoBOC* (4,2,1), формируемые из ПСП с тактовой частотой 1,023 МГц, первое меандровое колебание 2,046 МГц и второе меандровое колебание 4,092 МГц сигналов, при этом на рисунке 3 приведен спектр сигнала для формирования которого первый и второй меандр имеют фазу соответствующую синусу; рисунок 4 фаза первого меандра соответствует синусу, второго косинусу; рисунок 5 фаза первого меандра соответствует косинусу, второго синусу; рисунок 6 фазы первого и второго меандра являются косинусными.

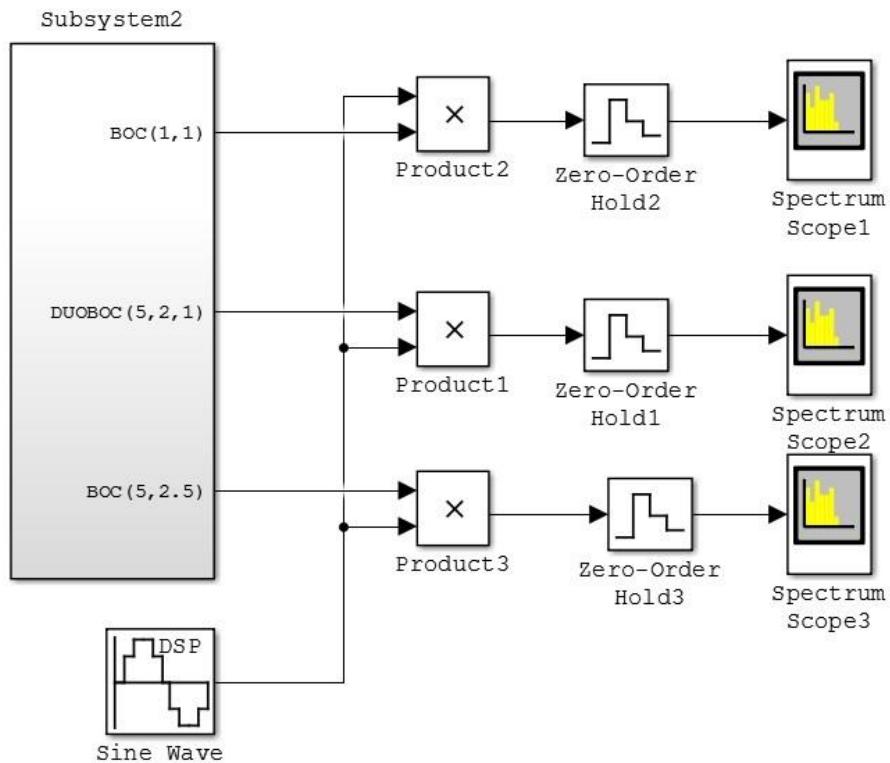


Рис. 1. Имитационная модель генератора навигационных сигналов.

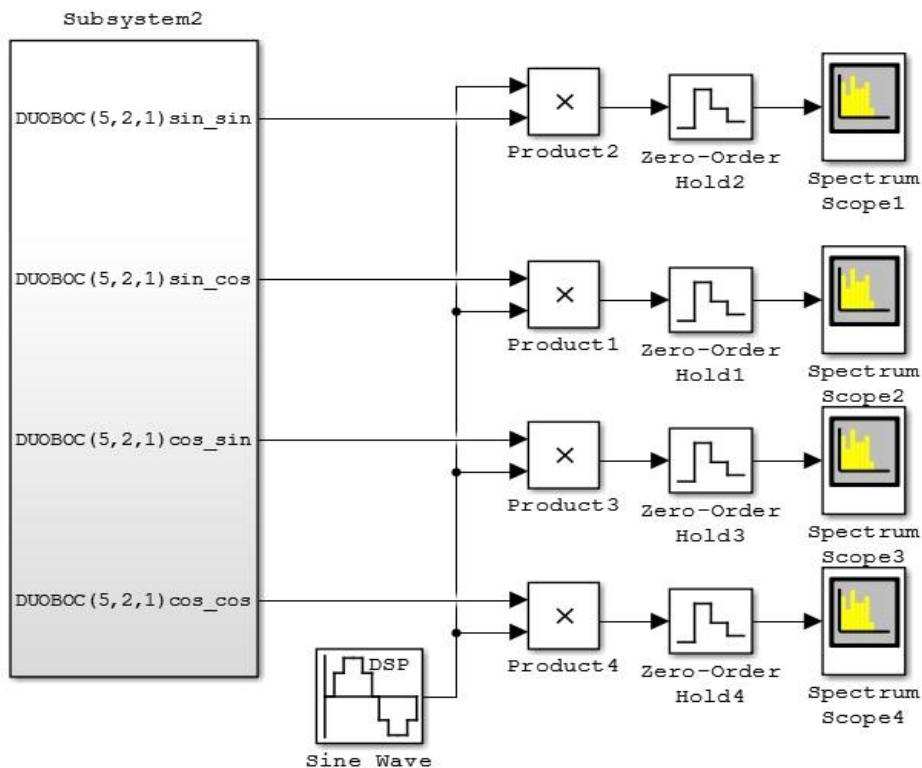


Рис. 2. Модель генератора DuoBOC – сигналов.

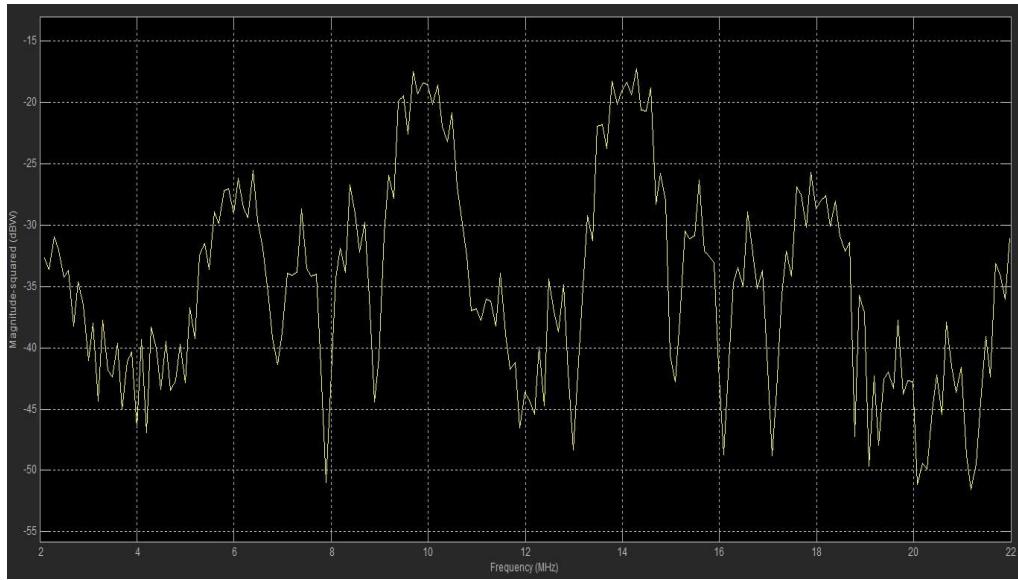


Рис. 3. Спектральные характеристики сигнала  
DuoBOC (4, 2, 1) sin\_sin.

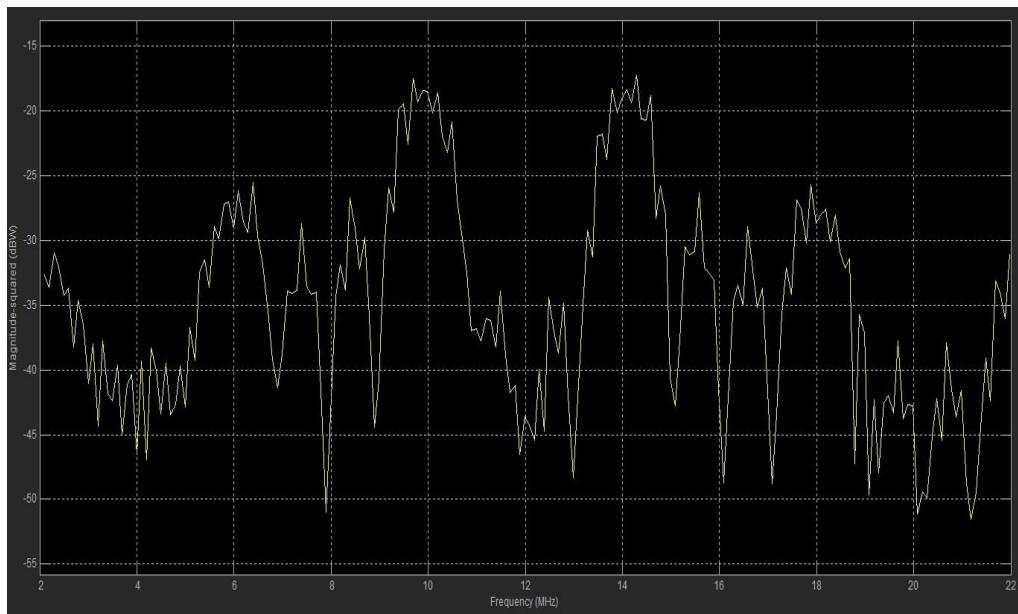


Рис. 4. Спектральные характеристики сигнала  
DuoBOC (4, 2, 1) sin\_cos.

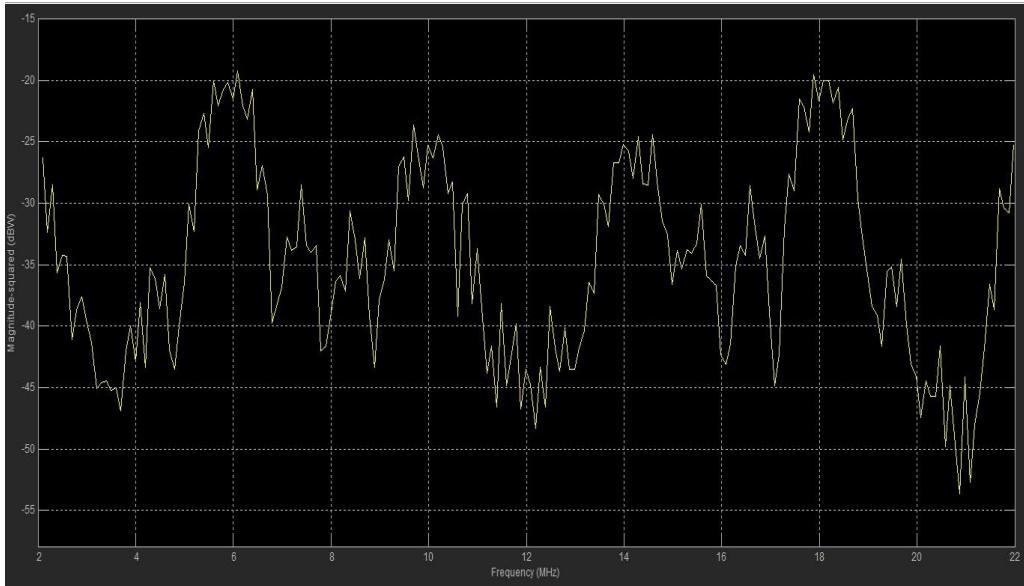


Рис. 5. Спектральные характеристики сигнала  
DuoBOC (4, 2, 1) cos\_sin.

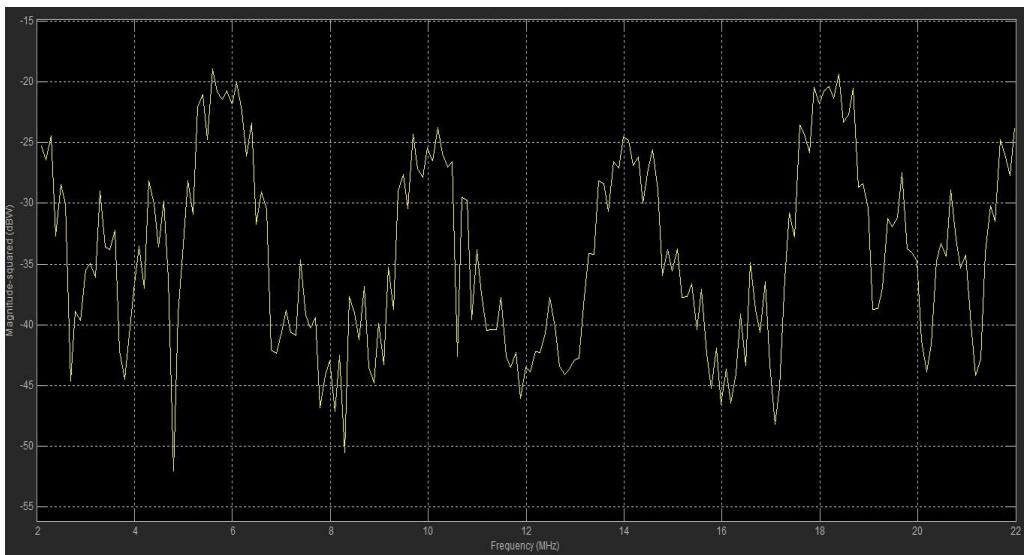


Рис. 6. Спектральные характеристики сигнала  
DuoBOC (4, 2, 1) cos\_cos.

Из анализа полученных спектральных характеристик видно различие синусных и косинусных сигналов заключается в различном уровне боковых спектральных компонент и уменьшения их мощности, в зависимости от удаления от основных участков спектра. Для синусных сигналов наибольшее подавление боковых компонент спектра происходит для крайних участков спектра, расположенные в центральной части. Это может быть использовано при совмещении сигнала с другими существующими. Когда одна из половин спектра расположено в диапазоне существующего, а другая половина спектра в другом диапазоне.

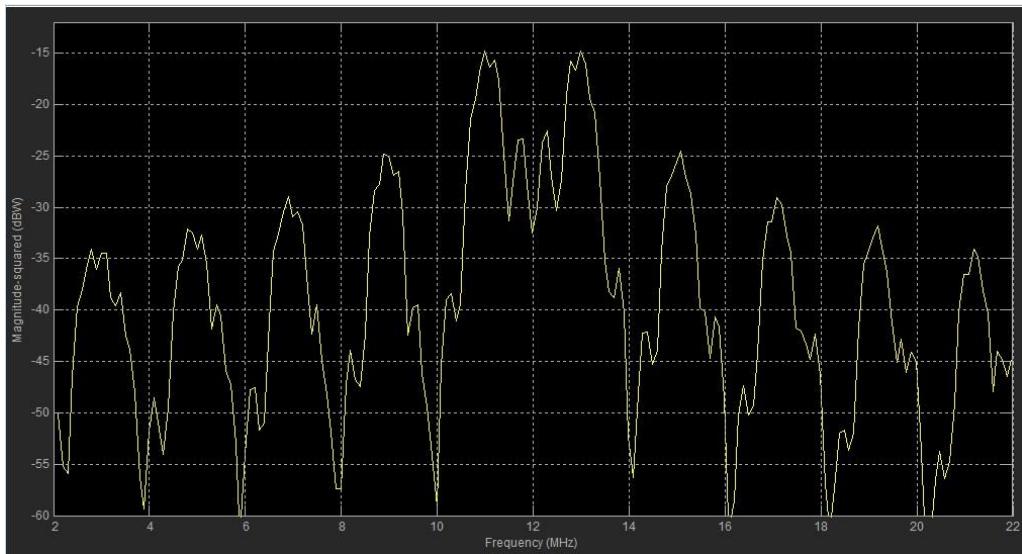


Рис. 7. Спектральные характеристики сигнала  
BOC (1, 1).

Проанализировав спектры сигналов DuoBOC (4, 2, 1) sin\_sin, DuoBOC (4, 2, 1) sin\_cos, DuoBOC (4, 2, 1) cos\_sin, DuoBOC (4, 2, 1) cos\_cos представленные на рисунках 3-6 и спектра сигналов BOC (1, 1). рисунок 7 видно, что дополнительная поднесущая позволяет разместить мощность сигнала в двух существенно различных частотных диапазонах. *DuoBOC-сигналы* имеют спектральные характеристики совместимые с *BOC-сигналами*. Таким образом *DuoBOC-сигналы* позволяют обеспечивать работу аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем с уже применяющимися BPSK и BOC сигналами.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная в данной статье имитационная модель позволяет моделировать используемые BPSK и BOC сигналы, а также перспективные *DuoBOC*-сигналы ГНСС с различными параметрами, что позволит использовать имеющийся частотный диапазон и наряду с этим расширить возможности спутниковых систем навигации, так как предлагаемые сигналы имеют высокие точностные характеристики.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Ярлыков М. С. Меандровые радиосигналы (BOC – сигналы) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения. / Новости навигации, 2007, № 3. С 10 – 23
2. Перов А. И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. / М: Радиотехника, 2012, С 236
3. Неровный В. В., Миронов В. А., Коратаев П. Д., Пакляченко М. Ю., Неровная Н. В. Модель формирователя DuoBOC сигналов. RU 2021613775, опубл. 15.03.2021.

### REFERENCES

1. Yarlikov M. S. Meander radio signals (BOC signals) in new generation satellite radio navigation systems.// Navigation news, 2007, No 3. Pp. 10-23.
2. Perov A. I. Methods and algorithms for optimal signal reception in the equipment of consumers of satellite radio navigation systems.// M.: Radiotekhnika, 2012. Pp. 236.
3. Nerovniy V. V., Mironov V. A., Korataev P. D., Pakliachenko M. U., Nerovnaya N. V. Model of DuoBOC signals. RU 2021613775, publ. 15.03.2021.

## СПОСОБ НАВИГАЦИИ ПО ВЕКТОРНОМУ ПОЛЮ СИЛ КОРИОЛИСА ЗЕМЛИ

В.А. Шульгин

Воронежский государственный университет (ФБГОУ ВО), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Работа относится к области навигации, к способу определения координат объекта на поверхности Земли, под водой, под поверхностью Земли. Впервые предлагаемые способ и устройство для его осуществления основаны только на регистрации физических полей Земли: векторов силы гравитации, сил Кориолиса вращения Земли, с учетом синхронизации данных по всемирному времени. Регистрация местоположения является полностью автономной. Для этого регистрируют вектор направления силы тяжести, определяют по этому направлению центр Земли. Регистрируют пассивной локацией фазу Луны по положению оси вращения центра масс Земля – Луна в привязке к текущему времени, тем самым вычисляют долготу места. Пассивной локацией определяют ортогональное направление на ось вращения Земли, тем самым определяют широту места по углу между этим направлением и направлением на центр Земли. Для осуществления пассивной локации осей вращения предложена конструкция датчика вектора сил Кориолиса. Датчик содержит резонатор, являющийся частью генератора когерентных колебаний, имеющего диаграмму направленности при угловом сканировании векторного поля сил Кориолиса. Испытания показали, что чувствительность датчика, заполненного кислородом при атмосферном давлении, при  $25^0$  С, для спектральной линии с частотой 3417,860 Гц составляет 0,1 Гц при переориентации на  $90^0$  относительно ортогонального направления к оси вращения Земли.

**Ключевые слова:** автономность навигации; силы Кориолиса; когерентность; резонатор; пассивная локация, широта, долгота.

## A METHOD FOR NAVIGATING THE VECTOR FIELD OF THE EARTH'S CORIOLIS FORCES.

V. A. Shulgin

Voronezh State University( FBGOU VO), Voronezh, Russia

**Abstract.** The work relates to the field of navigation, to the method of determining the coordinates of an object on the surface of the Earth, under water, under the surface of the Earth. For the first time, the proposed method and device for its implementation are based only on the registration of the physical fields of the Earth: the gravitational force vectors, the Coriolis forces of the Earth's rotation, taking into account the synchronization of data in universal time. Location registration is completely autonomous. To do this, register the vector of the direction of gravity, determine the center of the Earth in this direction; the passive location registers the phase of the Moon according to the position of the axis of rotation of the center of mass of the Earth – Moon in relation to the current time, thereby calculating the longitude of the place. The passive location determines the orthogonal direction to the axis of rotation of the Earth, thereby determining the latitude of the place by the angle between this direction and the direction to the center of the Earth. To implement the passive location of the axes of rotation, a design of the Coriolis force vector sensor is proposed. The sensor contains a resonator, which is part of a coherent oscillator having a radiation pattern during angular scanning of the Coriolis force vector field. Tests have shown that the sensitivity of a sensor filled with oxygen at atmospheric pressure at  $25^0$  C for a spectral line with a frequency of

3417.860 Hz is 0.1 Hz when reoriented by 90° relative to the orthogonal to the axis of rotation of the Earth.

**Keywords:** autonomous navigation; Coriolis forces; coherence; resonator; passive location, latitude, longitude.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Уровень техники, позволяющий использовать физические параметры Земли для навигации, включает устройства, основанные на регистрации векторов магнитного поля, гравитации, дополняемые различными неинерциальными системами. К ним относятся механические гироскопы, оптические, твердотельные волновые гироскопы, поворотно-чувствительные устройства, использующие колеблющиеся массы. Используя дополнительно информацию о расположении элементов «небесной сферы», в привязке к всемирному времени, определяют местоположение объекта навигационных измерений. Спутниковые системы решают эту задачу с высокой точностью [1-3].

Недостаток современных навигационных систем в том, что под водой, на значительной глубине, под землей, регистрация магнитного поля и радиосигналов проблематична. Остается вектор гравитационного поля. Вектор гравитации используется в гирокомпасе. За счет смещения точки подвеса гироскопа относительно его центра тяжести, возбуждается прецессия, компенсирующая вращение Земли и, тем самым, возникает направление, параллельное оси вращения Земли. Такая система накапливает ошибку, требует периодической коррекции и недостаточно эффективна в северных широтах. Однако, кроме гравитации, существует стационарное векторное поле сил Кориолиса вращения Земли. Это поле носит глобальный характер – влияет на циркуляцию воздушных и водных масс Земли, но в локальных масштабах его физическое действие чрезвычайно мало. Полноценной навигационной системы, использующей только гравитацию и векторное поле сил Кориолиса Земли, в настоящее время не существует. Построение аппаратных средств и создание алгоритма вычисления широты и долготы места, регистрируя эти поля, и используя данные о всемирном времени, являются целью этой работы.

## 2. ДАТЧИК СИЛ КОРИОЛИСА И ЕГО ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ОСЬ ВРАЩЕНИЯ ЗЕМЛИ

Из кинематики известно, что ускорение Кориолиса ( $\mathbf{a}_k$ ) для массы в неинерциальной системе Земли, в данном случае, можно представить в виде векторного произведения, спроектировав вектор относительной скорости точки на плоскость ( $\mathbf{v}_r$ ), перпендикулярную вектору переносной угловой скорости ( $\boldsymbol{\omega}$ ), увеличив полученную проекцию в два раза и повернув ее на 90° в направлении переносного вращения:

$$\mathbf{a}_k = 2[\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{v}_r] \quad (1)$$

Это правило Н.Е. Жуковского является прямым руководством к созданию датчика для зондирования направления, ортогонального к оси вращения Земли. Для этого необходим протяженный замкнутый объем (резонатор), заполненный средой распространения акустических волн, газом в частности. В резонаторе создается режим бегущих или стоячих продольных акустических волн генератором, построенном на этом резонаторе. Дополнительная сила Кориолиса так, действующая на возвратно поступательные колебания частицы среды массой  $m$  при возбуждении колебаний в

продольном направлении резонатора, направленного на ось вращения Земли, ортогональна этому направлению (2):

$$\mathbf{F}_K = 2m[\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{v}_r] \quad (2)$$

Это приводит, в соответствие с векторным произведением (2), к поперечным колебаниям частиц среды. Поворот относительно ортогонального направления на ось вращения Земли, приводит к изменению  $\mathbf{F}_K$  вследствие изменения проекции  $\mathbf{v}_r$ . Трансформация структуры волнового поля из-за изменения величины поперечных колебаний частиц, возбуждаемых силой Кориолиса, приводит к изменению условия баланса фаз и соответствующему смещению частоты автоколебаний. Амплитуда смещения частоты зависит как от угловых вариаций направления оси резонатора в плоскости, ортогональной оси вращения Земли, так и вариаций в плоскости этой оси. Возникает диаграмма направленности с максимумом в ортогональном направлении к оси.

Угол между ортогональным направлением на ось Земли, зарегистрированный пассивной локацией, и направлением вектора гравитации на центр Земли, есть широта расположения датчика сил Кориолиса (Рисунок 1).

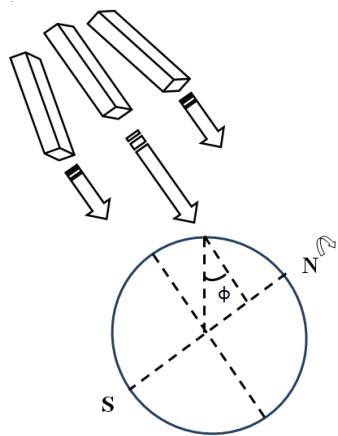


Рис. 1. Определение широты места датчиком сил Кориолиса

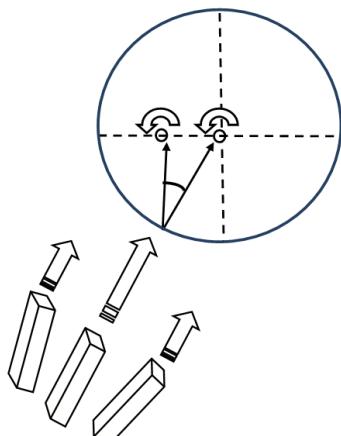


Рис. 2. Регистрация взаимного расположения оси вращения Земли и оси вращения центра масс Земля-Луна

Для определения долготы необходима информация о положении «небесной сферы», Луны в частности, в привязке к всемирному времени относительно объекта навигации. Известно, что в объеме Земли присутствуют две оси вращения. Одна проходит через географический полюс, вторая отстоит от первой на  $\sim 0,6$  радиуса и проходит через центр масс вращающейся системы Земля-Луна. Вторая ось обходит первую с периодом в один лунный месяц. Осуществляя в непрерывном режиме пассивную локацию пространства датчиком сил Кориолиса, при достаточной его чувствительности, можно вычислить взаимное расположение осей и, по соответствующей фазе Луны в текущий момент времени, вычислить долготу места (Рисунок 2).

Аналогичный датчик под названием «Чувствительный элемент гироскопа» описан в литературе [4]. Он выполнен в виде твердотельного звукопровода, по которому от излучателя, вдоль стержня, распространяется акустическая поперечная объемная волна

заданной поляризации. При наличии вращения, согласно правилу Н.Е. Жуковского, появляется составляющая ортогональной поляризации, которая направляется на приемный преобразователь. Регистрируемый при этом сигнал пропорционален угловой скорости вращения датчика. Конструкция датчика сил Кориолиса, предложенная в данном исследовании, физически соответствует другой комбинации элементов векторного произведения, при которой продольные волны зондирующего когерентного сигнала преобразуются в поперечные волны силой Кориолиса вращающейся Земли.

Предложенный автором данной работы датчик содержал акустический резонатор закрытого типа. Резонатор был заполнен газом при фиксированных температуре, давлении и был подключен через электроакустический и акустоэлектрический преобразователи в электрическую цепь обратной связи усилителя. В соответствие с геометрией резонатора, в нем устанавливается режим многолучевой интерференции бегущей волны в кольце усилитель – резонатор – усилитель. Кольцевая схема с акустическим резонатором в данной конструкции является низкочастотным аналогом оптического резонатора Фабри-Перо [5]. Из-за малой скорости распространения акустического сигнала, задержка в электронной части кольца пренебрежимо мала, вследствие чего возникает режим фазового синхронизма. Система АРУ нарастающую сумму реализаций синфазного сигнала, точно соответствующих условию баланса фаз, нормирует на заданном уровне, снижая усиление. Несинфазные сигналы при этом подавляются. Также, как в интерферометре Фабри-Перо, частотные интервалы, занимаемые каждой модой, существенно ограничиваются. Возникает спектр когерентных частот. Ширина спектральных линий такого генератора, при стабилизации температуры и давления газа в резонаторе, достигала в данном исследовании значения  $10^{-7}$  от частоты моды за время измерений. Это позволяло фиксировать малые изменения структуры волнового поля резонатора за счет векторного воздействия силы Кориолиса при угловом сканировании пространства. Блок-схема генератора когерентных колебаний представлена на рисунке 3.

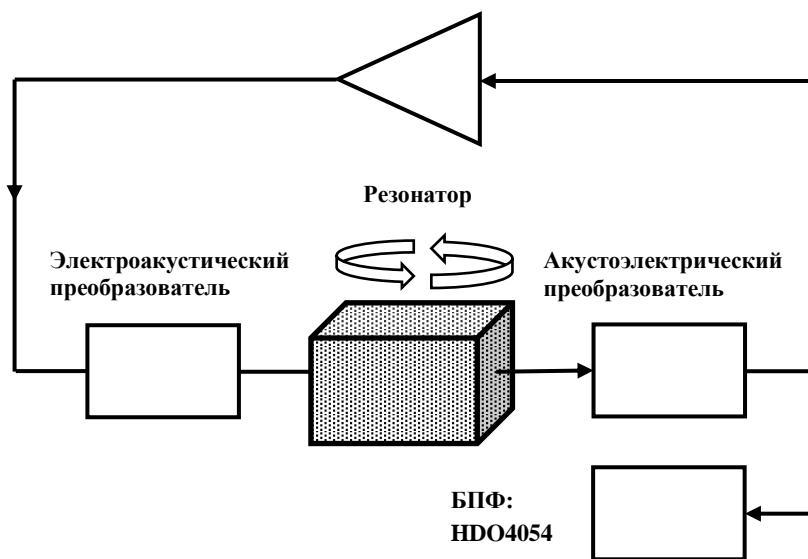


Рис. 3. Когерентный генератор с запаздывающей обратной связью с резонатором для сканирования навигационного пространства

### 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

В качестве резонатора был применен медный волновод с внутренним сечением 20 × 40 мм и эффективной длинной 958 мм. Динамик и микрофон выполняли функции электроакустического и акустоэлектрического преобразователей. Усилитель был выполнен с системой АРУ. В качестве регистрирующего устройства был применен модуль БПФ осциллографа HDO4054, позволяющий выполнить отсчет значений частоты с точностью до  $10^{-6}$  для анализируемого диапазона частот. Быстрое преобразование Фурье выполнялось для интервала накопления 20 с при частоте выборок  $5 \cdot 10^5$ /с. Резонатор имел входной и выходной штуцеры для заполнения газом (Рисунок 4).



Рис. 4. Внешний вид резонатора, заполняемого газом.

Объем резонатора 0,8 л. В дальнейшем, для регистрации силы Кориолиса Земли, конструкция была дополнена системой терmostатирования ( $25^0$  С, с точностью  $\sim 0,1^0$  С) и помещена в закрытый цилиндрический контейнер для фиксации давления газа в объеме резонатора. Конструкция была установлена в систему сканирования пространства осью резонатора в диапазонах:  $180^0$  по вертикали и  $60^0$  по горизонтали. Измерения проводились в среде кислорода, в которой генератор формировал максимально широкий модовый спектр, до 25 мод. Измерения проводились для вариаций частоты линии спектра моды 10. Соответствующий спектр представлен на рисунке 5. Цель эксперимента – доказать принципиальную возможность регистрации силы Кориолиса Земли созданным в данной работе датчиком.

Исследование стабильности частоты когерентного генератора для десятой моды показали, что после прогрева установился постоянный монотонный дрейф частоты спектральной линии 10-й моды на уровне 0,2 Гц/час. Этот дрейф учитывался в оценке итоговых показаний. Ось резонатора датчика ориентировалась ортогонально оси вращения Земли для  $\phi = 51^0 40'$  северной широты. Результат измерений по каждому направлению датчика усреднялся по 10 измерениям спектра. Последовательность измерений: 1) Установка в плоскости горизонта повернута на  $-90^0$  к выбранному направлению,  $f(-90^0) = 3417,740$  Гц. 2) Установка ориентирована на ортогональное направление к оси Земли,  $f(0^0) = 3417,860$  Гц. 3) Установка в плоскости горизонта повернута на  $+90^0$  к выбранному направлению,  $f(+90^0) = 3417,748$  Гц. В эксперименте был выбран вариант неизменного наклона оси резонатора по отношению к горизонту для исключения влияния градиента давления газа при изменении высоты столба газа.

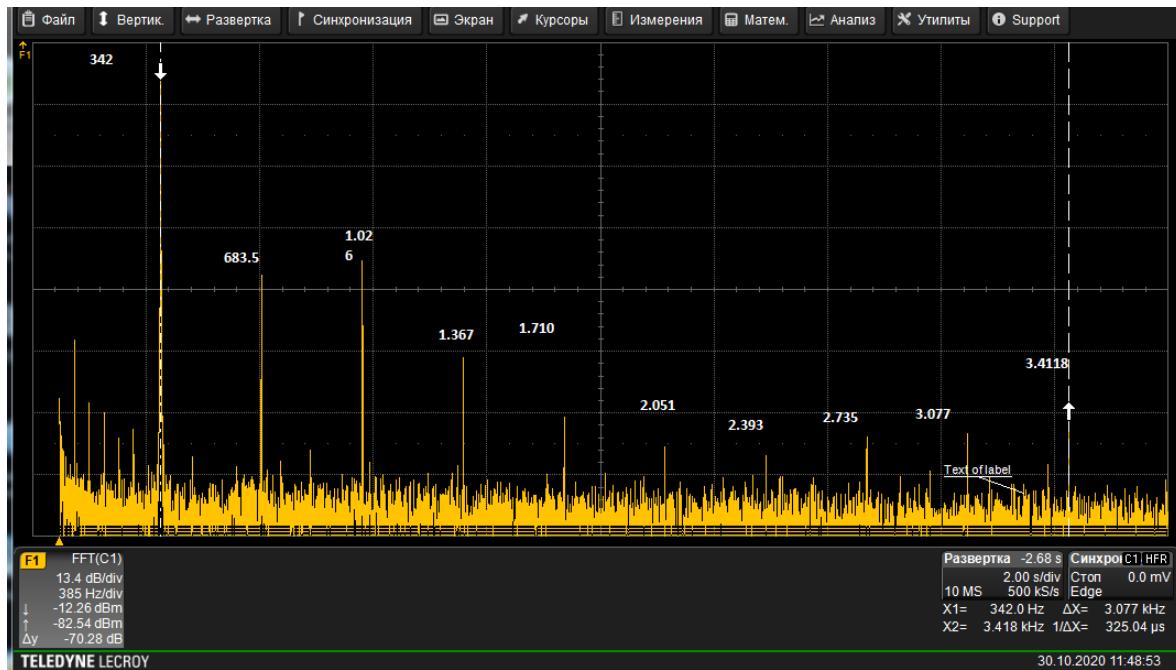


Рис. 5. Спектр БПФ сигнала когерентного генератора

Таким образом, данный эксперимент показал, что данное изменение ориентации датчика соответствует сдвигу  $\sim 10^{-5}$  от резонансной частоты 10-й моды спектра сигнала когерентного генератора для среды кислорода при атмосферном давлении.

Последние результаты оптимизации конструкции резонатора и системы регистрации сигнала датчика, следующие: длина резонатора (твердотельного) не превышает 150 мм. При квадратурном представлении сигналов, полученных с помощью синхронного усилителя SR7265, фазовый угол составляет величину  $\sim 1^{\circ}$ . Максимальным изменениям направления зондирования  $\sim 60^{\circ}$  соответствуют изменения угла  $\sim 0,05^{\circ}$ , что существенно превосходит уровень шумов.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Впервые был предложен вариант создания полностью автономной навигационной системы, использующий в своей работе только вектор гравитации, вектор силы Кориолиса вращения Земли и всемирное время. Представлен предполагаемый алгоритм применения пассивной локации для определения направлений на ось вращения Земли и ось вращения центра масс Земля-Луна для осуществления навигации. Предложена локационная система, содержащая когерентный генератор, длиной  $\sim 1$  метра, создающий в замкнутом резонаторе, заполненном газом, режим бегущей акустической продольной волны. Возникающее воздействие силы Кориолиса вращения Земли изменяет структуру акустического когерентного поля резонатора при угловом сканировании. В результате изменяется частота генератора и возникает диаграмма направленности. В последнее время испытан аналогичный вариант устройства с твердотельным резонатором (длина  $\sim 150$  мм). Измерения показали перспективность этой конструкции. Данная конструкция, оптимизированная до уровня

эксплуатационных параметров, позволит осуществлять навигацию под водой, под поверхностью Земли, в районе полюсов.

### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Шибков А.Н., Ольшанский В.М. Способ определения местоположения подводных объектов № RU2281533, G01V3/08 G01C21/08. Подача заявки: 2004-10-25, публикация патента: 10.08.2006.
2. Калинин В.А., Лукьянов В.Д., Шубарев В.А., Мельников В.А. Гироскоп на поверхностных акустических волнах № RU 2390727, G01C19/56 G01P9/04. Подача заявки: 2009-03-17, публикация патента: 27.05.2010.
3. Рогинский В.Д., Юрманов С.Ю., Денисов Р.А. Способ возбуждения колебаний в чувствительном элементе твердотельного волнового гироскопа и устройство для его осуществления, № RU2518632, G01C 19/5691. Дата подачи заявки: 05.09.2012. Дата публикации заявки: 10.03.2014 Бюл.№7.
4. Грибкова Е.С., Перегудов А.Н., Поженская А.А., Шевелько М.М. Чувствительный элемент гироскопа, № RU2457436, G01C 19/58. Дата подачи заявки: 20.04.2011. Опубликовано: 27.07.2012 Бюл.№21.
5. Шульгин В.А. Одночастотный генератор для анализа жидких сред № RU2343474, G01N 2902. Дата подачи заявки: 18.01.2006. Опубликовано: 10.01.2009 Бюл.№21.

### **REFERENCES**

1. Shibkov A.N., Olshansky V.M. Method for determining the location of underwater objects No. RU2281533, G01V3 / 08 G01C21 / 08. Application filing: 2004-10-25, patent publication: 08/10/2006.
2. Kalinin V.A., Lukyanov V.D., Shubarev V.A., Melnikov V.A. Surface acoustic wave gyroscope RU 2390727, G01C19 / 56 G01P9 / 04. Application filing: 2009-03-17, patent publication: 05/27/2010.
3. Roginsky V.D., Yurmanov S.Yu., Denisov R.A. Method of excitation of oscillations in a sensitive element of a solid-state wave gyroscope and a device for its implementation, No. RU2518632, G01C 19/5691. Application filing date: 05.09.2012. Date of publication of the application: 10.03.2014 Bul. No. 7.
4. Gribkova E.S., Peregudov A.N., Pozhenskaya A.A., Shevelko M.M. Gyroscope sensing element, No. RU2457436, G01C 19/58. Application filing date: 20.04.2011. Published: 07/27/2012 Bulletin No. 21.
5. Shulgin V.A. Single-frequency generator for analysis of liquid media No. RU2343474, G01N 2902. Application filing date: 18.01.2006. Published: 10.01.2009 Bulletin No. 21.

# СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

М.В. Авдеев, Д.А. Беляев, Е.С. Глухов

ВУНЦ ВВС «ВВА им.проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г.Воронеж, Россия

**Аннотация.** Описаны сигналы спутниковых радионавигационных систем, указаны частоты их излучения, параметры и способы их формирования. Проведено исследование способов формирования сигналов СРНС. Результаты, полученные в статье могут использоваться при оценке помехозащищенности различных типов навигационной аппаратуры потребителей.

**Ключевые слова:** спутниковые радионавигационные системы, навигационная аппаратура потребителей, помехозащищенность

## METHODS OF CONSTRUCTING SIGNAL GENERATORS OF SATELLITE RADIO NAVIGATION SYSTEMS

M.V. Avdeev, D.A. Belyaev, E.S. Gluhov

VUNC VVS "VVA named after Prof. N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin", Voroneg, Russia

**Abstract.** The signals of satellite radio navigation systems are described, their radiation frequencies, parameters and methods of their formation are indicated. A study of methods for generating SRNS signals was conducted. The results obtained in the article can be used to assess the noise immunity of various types of consumer navigation equipment.

**Keywords:** satellite radio navigation systems, consumer navigation equipment, noise immunity

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) в настоящее время рассматриваются в качестве наиболее перспективных источников получения информации для решения задач высокоточного определения координат и скорости космических, воздушных, морских и наземных объектов. В настоящее время полномасштабно эксплуатируются СРНС «Галилей», GPS, отечественная ГЛОНАСС. При этом характеристики сигналов применяемых в СРНС постоянно совершенствуются. В тоже время, особенности формирования сигналов СРНС, оказывающие влияние на помехозащищенность (ПЗ) навигационной аппаратуры потребителей (НАП), требуют дополнительного рассмотрения.

Целью работы является исследование способов формирования сигналов спутниковых радионавигационных систем, выявление особенностей формирования перспективных сигналов СРНС, оказывающие влияние на ПЗ НАП.

Для достижения поставленной цели проведен анализ характеристик СРНС. Основные излучаемые сигналы следующие [1,4].

- На частоте L2=1227,6 МГц излучается сигнал С - кода, аналогичный (но не тождественный) сигналу С/А-кода, излучаемому на частоте L1=1575,42 МГц (для СРНС GPS). В СРНС «Галилей» используются десять навигационных сигналов на частотах в нижнем (E5A-E5B: 1164-1215 МГц, и E6: 1260-1300 МГц) и верхнем (E2-L1-E1: 1559-1591 МГц) участках L-диапазона частот.

2. Частота L5=1176,45 МГц, на которой передается два навигационных сигнала в квадратуре (F/A –код) (для СРНС GPS). И хотя данная частота официально предназначена для гражданского потребителя, анализ имеющейся информации показывает, что помехозащищенность этого сигнала идентична помехозащищенности военного сигнала (P-кода).

3. Взаимозаменяемость СРНС «Галилей» и GPS: участок E5A соответствует частоте L5, а участок E2-L1-E1 - частоте L1 системы GPS.

4. Излучается военный сигнал M-код, с несущими частотами L1=1575,42 и L2=1227,6 МГц (в дополнение к уже использующимся). Особенность сигнала M-кода – наличие провала на центральной частоте, что практически означает частотное разделение с сигналами P(Y), C/A и C– кодов. Предполагается установка на спутниках последнего поколения антенны с управляемой диаграммой направленности, что позволит повысить уровень сигнала M – кода на 20 дБ и сконцентрировать излучение по крайней мере четырех спутников на заданном районе без заметного снижения уровня сигналов в других регионах земного шара.

5. Увеличивается эффективная изотропная мощность излучения всех сигналов. В настоящее время эффективная изотропная мощность (энергопотенциал) излучения защищенного сигнала (P(Y) - код) на частоте L1 составляет 23,8...25 дБВт, а на частоте L2 - 19,7...22,3 дБВт. Эффективная изотропная мощность излучения открытого сигнала (C/A –код, частота L1) составляет 26,8...28 дБВт. Рассматривается возможность, по команде с земли, перераспределять мощность между гражданскими и военными сигналами.

Анализ литературы [1,2,3] показывает, что перспективная АП обеспечивает работу на всех используемых частотах со всеми используемыми сигналами. Аппаратура работает в многоканальном режиме, то есть обеспечивать параллельную обработку сигналов от всех видимых космических аппаратов, что позволяет повысить точность определения координат и помехозащищенность. Важно отметить, что в соответствии с принятой концепцией предполагается изначально ориентироваться на создание АП, обеспечивающей работу одновременно со всеми существующими и разрабатываемыми (модернизируемыми) СРНС. Распределение сигналов по частотам показано на рисунке 1.

В современных и перспективных СРНС используется несколько видов сигналов:

- фазоманипулированная псевдослучайной последовательностью (ФМ ПСП) – C/A-код, P(Y)-код;
- квадратурноманипулированная (QPSK) – F/A-код, E5, E6;
- со смещенной несущей (BOC(n,m)) – M-код, Ca(E6), E2-L1-E1 BOC(15,2,5);
- квадратурноманипулированная со смещенной несущей (OQPSK). E2-L1-E1 BOC(1,1).

«Галилей»

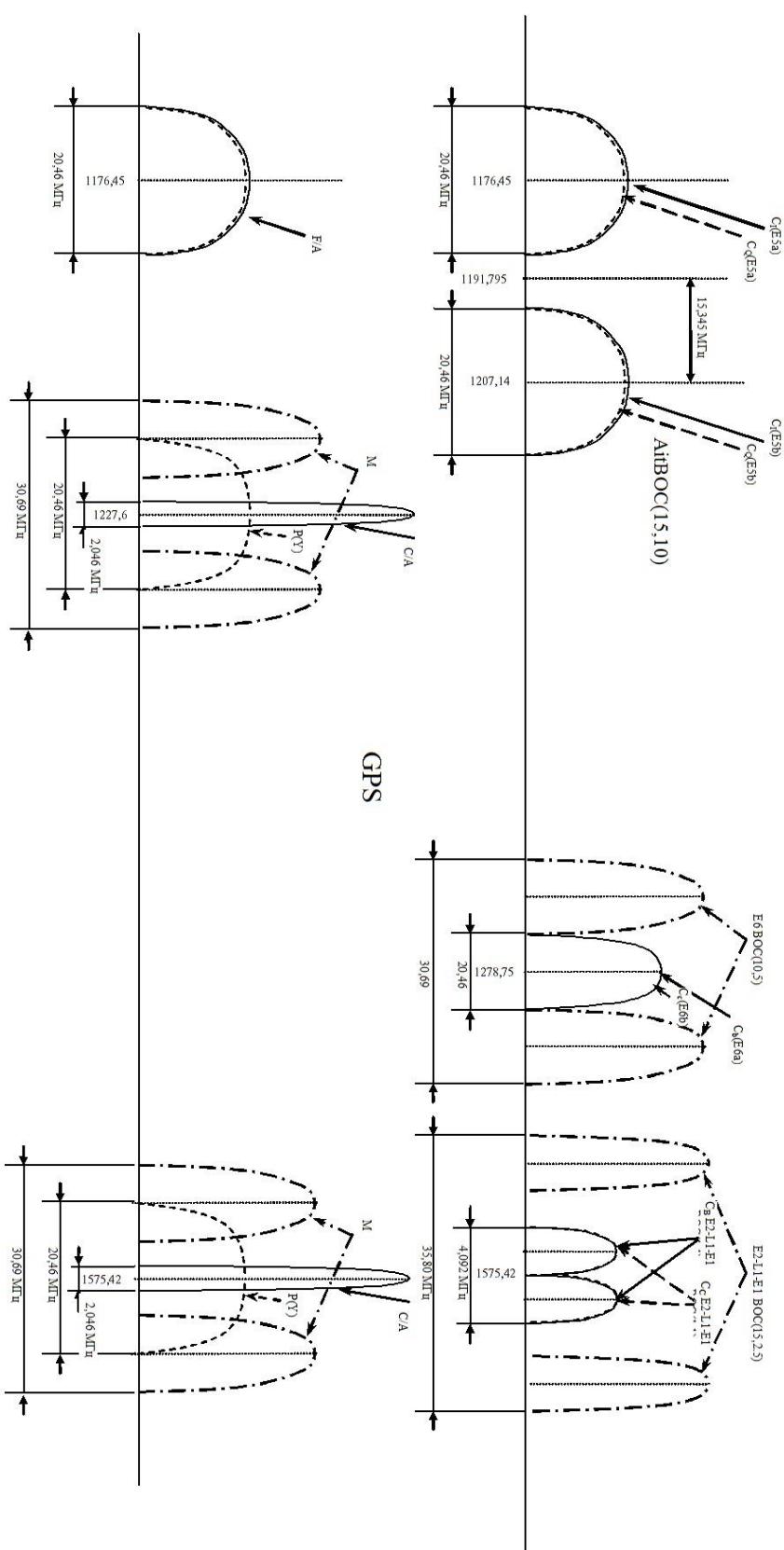


Рис. 1. Распределение по частотам навигационных сигналов СРНС GPS и «Галилей»

Способы синтеза сигналов фазоманипулированных псевдослучайной последовательностью рассматривались ранее в работах [1,2,4]. Принципиальная схема формирователя сигналов ФМ ПСП представлена на рисунке 2.

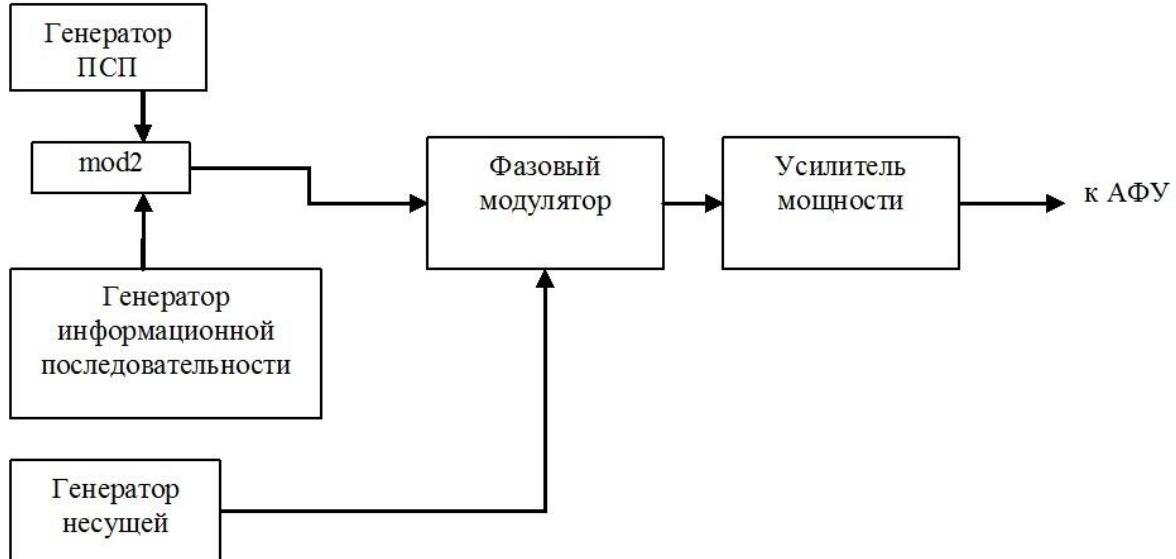


Рис. 2. Принципиальная схема формирователя ФМ ПСП сигнала

Генератор ПСП формирует псевдослучайную последовательность которая манипулирует по фазе ( $0^0$ - $180^0$ ) несущую, после чего сигнал усиливается и передается на антенно-фидерное устройство (АФУ).

Для формирования квадратурноманипулированного сигнала необходимо сигнал с генератора информационной последовательности сложить по модулю два с сигналом от генератора ПСП, а затем результирующий сигнал и сигнал от генератора несущей подать на квадратурный модулятор, после чего усилить и передать на АФУ. Принципиальная схема формирователя сигналов QPSK представлена на рисунке 3.

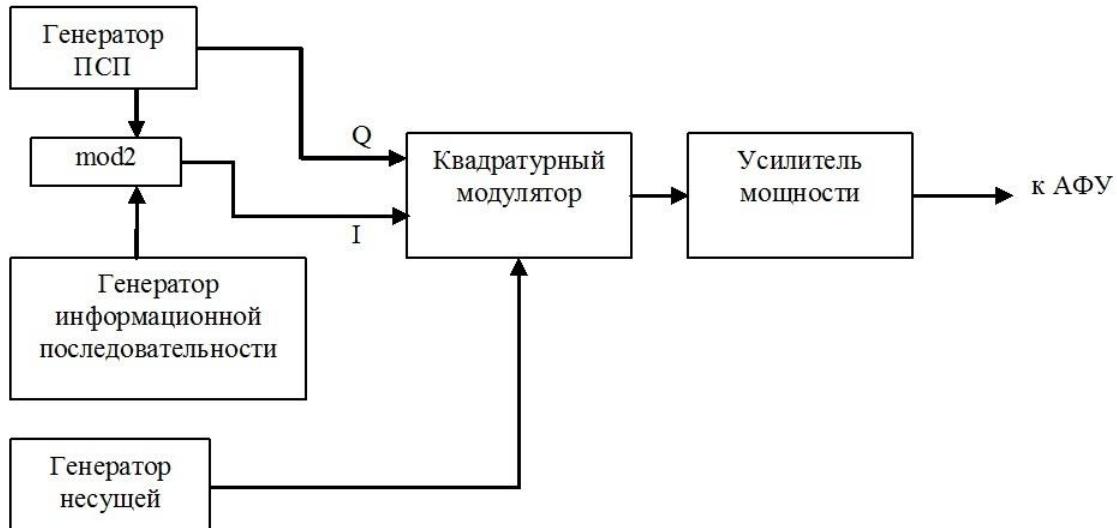


Рис. 3. Принципиальная схема формирователя QPSK сигнала

Для формирования сигнала на поднесущих ВОС( $n,m$ ) сигнал с генератора ПСП с тактовой частотой  $m \times 1,023$  МГц складывается по модулю два (mod2) с меандром

(тактовая частота меандра  $n \times 1,023$  МГц). Полученный сигнал модулирует несущую при помощи фазового или квадратурного модулятора для получения ВОС или OQPSK сигналов. Принципиальная схема формирователя сигнала представлена на рисунке 4.

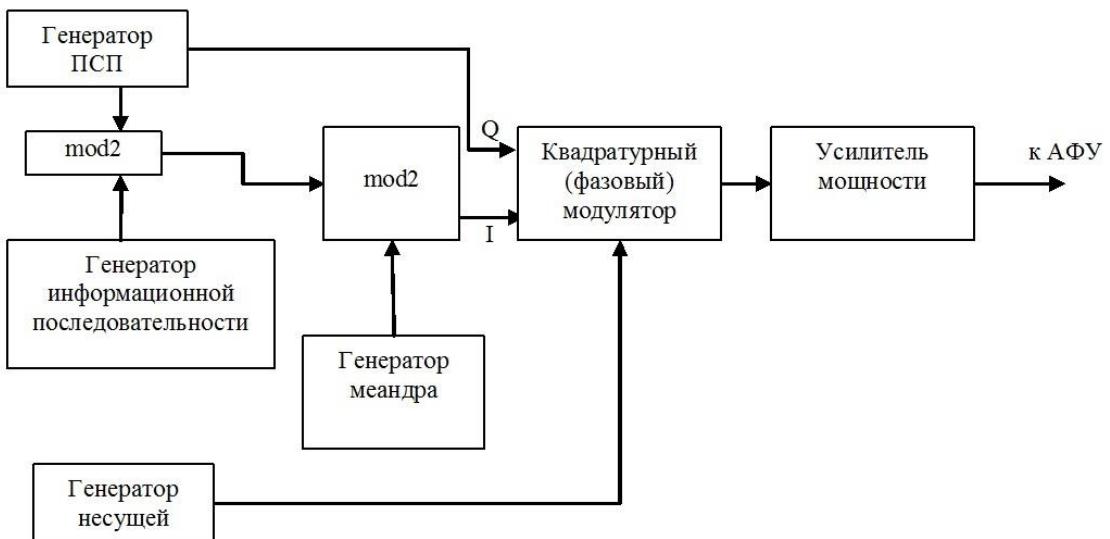


Рис. 4. Принципиальная схема формирователя OQPSK (ВОС) сигнала

На частоте 1176,45 параметры сигналов F/A СРНС GPS и E5a СРНС «Галилей» совпадают, в виду того, что тактовая частота дальномерного кода – 10,23 МГц и вид модуляции – квадратурная одинаков для обеих навигационных систем. Точно такие же параметры сигналов на частоте 1207,14 МГц, так как формирование сигнала E5b аналогично формированию сигнала E5a СРНС «Галилей». На частоте 1227,6 передается C/A, P(Y) и M – коды СРНС GPS. Так как модернизированный сигнал для военных потребителей передается в том же участке диапазона частот, что и сигналы C/A и P(Y), то в СРНС GPC применен способ «Interplex» объединения сигналов на одной и той же несущей в единый сигнал с постоянной огибающей, что позволяет эффективно использовать усилители мощности. На частоте L1 входными сигналами являются M-код с временным мультиплексированием, а также C/A- (с навигационными данными или без них) и P(Y)-коды, а на частоте L2 – P(Y)-код, L2C-код (с навигационными данными или без них) и M-код с временным мультиплексированием.

Возможно два варианта его реализации. В первом варианте в передаваемом сигнале имеются четыре компоненты, причем четвертый сигнал представляет собой интермодуляционный код, получающийся в результате перемножения цифровой поднесущей с частотой 10,23 МГц и случайного кода с тактовой частотой 10 млн. симв./с (результат перемножения M-, C/A- и P(Y)-кодов с тактовыми частотами 5,115; 1,023 и 10,23 млн. симв./с). Мощность сигнала с интермодуляционным кодом прямо пропорциональна произведению мощностей сигналов с M- и P(Y)-кодами и обратно пропорциональна мощности сигнала с C/A- или L2C-кодами.

Во втором варианте, используемом только для частоты L2, в передаваемом сигнале также имеются четыре компоненты.

Так, на спутниках третьего поколения при одновременной передаче сигналов с Р(Y)- и L2C-кодами на несущей частоте 1227,6 МГц используется ортогональное фазовое разделение двух ФМ сигналов (смещение 84,7°), причем для передачи Р(Y)-кода применены фазы 39,7° и 219,7°, а для передачи L2C-кода - фазы -50,3° и -230,3°.

В итоге, сигнал M-кода представляет собой сигнал с двухпозиционной фазовой манипуляцией, в котором исходный код перемножается с цифровой поднесущей таким образом, что мощность сигнала M-кода сосредоточена в районе значений поднесущей частоты ( $\pm 10,23$  МГц). Мощность сигнала интегралюционного кода также сосредоточена в районе значений поднесущей частоты ( $\pm 10,23$  МГц), но имеет «нули» в спектре на четных гармониках этой поднесущей частоты.

По результатам исследования основных характеристик и способов формирования сигналов, можно сделать следующие выводы:

1. Излучение навигационных сигналов осуществляется на одной частоте нескольких навигационных сигналов СРНС «Галилей» и GPS с различной структурой. Например, на частоте 1575,42 МГц излучается следующие сигналы с M кодом, с Р(Y) кодом, с C/A кодом от СРНС GPS, а также ВОС (15, 2,5), ВОС (1,1) от СРНС «Галилей» (см. рисунок 1).

2. Особенности формирования сигналов позволяют применить следующие меры помехозащищенности НАП:

- применение широкополосных сигналов с большой базой, обеспечивающих устойчивую работу НАП при больших отношениях помеха/сигнал;

- кодовое разделение сигналов, что затрудняет выделение и разведку параметров сигнала конкретного ИСЗ;

- низкая скорость передачи информации (50 бит/с и менее) при широком спектре излучаемого сигнала (до 20 МГц), что приводит к большому времени накопления сигнала;

- оптимизация алгоритмов обработки навигационных сигналов;

- использование многоканальных приемников, обеспечивающих одновременную работу на нескольких частотах с различными типами сигналов;

- использование схем защиты от узкополосных помех;

- повышение стабильности стандартов частоты в аппаратуре потребителей, что позволяет добиться сужения шумовой полосы следящих устройств НАП и, следовательно, повысить ее помехозащищенность;

- использование алгоритмов исключения ложных сигналов из процесса навигационно-временных измерений;

- использование на наиболее важных объектах в аппаратуре потребителей адаптивных антенных решеток, обеспечивающих управление положением главного лепестка и нулей диаграммы направленности, что позволит за счет пространственной селекции помех повысить помехозащищенность НАП на 20...30 дБ;

- пассивный характер работы НАП, не позволяющий осуществлять ее пространственную селекцию;

- комплексирование, особенно на высокомобильных объектах, НАП СРНС с автономными средствами навигации, в частности, с инерциальными навигационными системами, что позволяет довести ширину полосы пропускания узкополосных элементов следящих систем приемных устройств НАП до полосы пропускания стационарных образцов аппаратуры потребителей, и, тем самым, повысить ПЗ НАП подвижных объектов до уровня ПЗ стационарной аппаратуры.

### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Перов А.И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования М.:Радиотехника. 2005. - 534с.
2. Шебшаевич В.С. Сетевые спутниковые радионавигационные системы М. Радио и связь. 1993 - 278с.
3. Коровин А.В., Коханов Р.П., Миронов В.А., Математическая модель оценки эффективности функционирования аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем в условиях помех // Радиотехника. – 2008, №21. С. 32-36.
4. Соловьев Ю.А. Спутниковая навигация и ее приложения. М.:Эко-Трендз. 2003. - 386с.

### **REFERENCES**

1. Perov A.I., Harisov V.N. GLONASS. Principles of construction and functioning M.:Radiotekhnika 2005. – 534p.
2. Shebshaevich V.C. Network satellite radio navigation systems. M. Radio. 1993 – 278p.
3. Korovin A.V., Kohanov R.P., Mironov V.A., A mathematical model for evaluating the effectiveness of the functioning of the equipment of consumers of satellite radio navigation systems in the conditions of interference // Radiotekhnika – 2008, №21. P. 32-36.
4. Solovev U.A. Satellite navigation and its applications. M.:Eko-Trendz. 2003. – 386p.

## СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ ГНСС

В. В. Неровный<sup>1</sup>, В. В. Филоненко<sup>2</sup> П. Д. Коратаев<sup>2</sup>,

<sup>1</sup>АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия

<sup>2</sup>ВУНЦ BBC «BVA», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Приведены результаты исследования статистических характеристик канала оценки дисперсии помехи обнаружителя меандровых сигналов ГНСС, определен закон распределения вероятностей его выходной величины, установлена зависимость величины порога обнаружения от выходной величины канала оценки дисперсии помехи, обеспечивающая постоянный уровень вероятности ложной тревоги.

**Ключевые слова:** обнаружение сигналов ГНСС; закон распределения случайной величины; проверка гипотез о значениях параметров распределения; выбор порога обнаружения.

## STATISTICAL CHARACTERISTICS OF THE CHANNEL FOR ESTIMATING JAMMING DISPERSION OF THE OF THE GNSS MEANDER SIGNAL DETECTOR

V. V. Nerovniy<sup>1</sup>, V. V. Filonenko<sup>2</sup>, P. D. Korataev<sup>2</sup>,

<sup>1</sup>AO NVP «PROTEK», (Voronezh), RF

<sup>2</sup>MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», (Voronezh), RF

**Abstract.** The result of statistical characteristics of the channel for estimating jamming dispersion of the GNSS meander signal detector research are given. The law of distribution of its output quantity is determined, the dependence of the detection threshold on the output value of the channel for estimating jamming dispersion, which provides constant false-alarm probability, is established.

**Keywords:** paper template; GNSS signals detection; the law of random variable distribution, testing hypotheses about the values of distribution parameters, choice of detection threshold.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из путей повышения точности и помехоустойчивости радионавигационных систем является разработка локальных навигационных систем на основе псевдоспутников наземного базирования, излучающих сигналы, аналогичные сигналам ГНСС. При разработке локальных навигационных систем необходимо учитывать тенденции развития ГНСС, одна из которых – внедрение кодового разделения с применением различных видов широкополосных сигналов, в частности, с меандровой модуляцией (в англоязычной литературе используется термин «*BOC*-сигналы»). Одной из задач, решаемых в навигационной аппаратуре потребителей (НАП) ГНСС, является обнаружение сигнала в условиях помех. При этом обнаружитель *BOC*-сигналов в НАП должен обеспечивать требуемые характеристики в широком диапазоне значений отношений сигнал/помеха (ОСП). При применении критерия Неймана-Пирсона важную роль играет правильный выбор порога обнаружения, что, в свою очередь, определяет

характеристики обнаружения. На характеристики обнаружения существенное влияние будет оказывать вид распределения вероятностей входной реализации, а знание параметров этого распределения, в частности, дисперсии помехи, позволит рассчитать величину порога, необходимого для получения требуемой достоверности обнаружения.

Цель работы – исследование статистических характеристик канала оценки дисперсии помехи обнаружителя меандровых сигналов НАП ГНСС, обеспечивающего постоянный уровень ложных тревог в условиях шумовых гауссовских помех различной интенсивности.

Цель работы достигается решением следующих частных задач:

- получение значений статистических характеристик на выходах корреляторов канала оценки дисперсии помехи;
- определение закона распределения вероятностей выходной величины канала оценки дисперсии помехи;
- установление зависимости порога обнаружения от оценки дисперсии помехи.

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Необходимо отметить, что навигационные *BOC*-сигналы имеют особенность – автокорреляционную функцию с достаточно большими уровнями боковых лепестков, что существенно усложняет обнаружение таких сигналов [1]. Для поиска и обнаружения *BOC*-сигналов используются методы обработки, несколько отличные от методов поиска и обнаружения *BPSK*-сигналов, например, *BPSK-like* и *SSB*, приведенные в работах [1, 2]. В алгоритме *BPSK-like* спектральная плотность мощности навигационного *BOC*-сигнала представляется в виде суммы двух *BPSK*-сигналов, смещённых в спектральной области на частоту меандра. Аналитические выражения, описывающие алгоритм *BPSK-like*, достаточно подробно приведены в [1, 2].

Для решения частных задач в среде *MatLab Simulink* разработана имитационная модель обнаружителя *BOC*-сигнала с каналом оценки дисперсии помехи, реализующего алгоритм *BPSK-like*. Обобщенная схема модели представлена на рисунке 1.

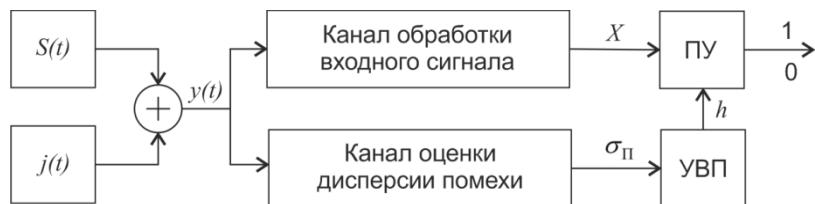


Рис. 1. Схема модели обнаружителя *BOC*-сигнала

Входной сигнал обнаружителя имеет вид:

$$y(t) = S(t) + j(t), \quad (1)$$

где  $S(t)$  – навигационный сигнал, излучаемый НКА;  $j(t)$  – помеха типа «белый гауссовский шум» (БГШ) с нулевым математическим ожиданием и заданным значением дисперсии.

Математическая модель навигационного *BOC*-сигнала описывается выражением:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t)G_{\text{НС}}(t)M(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2)$$

где  $A$  – амплитуда сигнала;  $G_{\text{ДК}}(t)$  – псевдослучайная последовательность (ПСП) дальномерного кода;  $G_{\text{НС}}(t)$  – навигационное сообщение;  $M(t)$  – модулирующая меандровая последовательность;  $\omega_0$ ,  $\varphi_0$  – циклическая частота и начальная фаза несущего колебания;  $t$  – текущее значение времени.

Канал оценки дисперсии помехи функционирует следующим образом. На выходах корреляторов канала оценки дисперсии помехи формируются синфазные и квадратурные компоненты помеховой составляющей входной реализации  $y(t_i)$ :

$$Z_1 = \sum_{i=1}^M y(t_i)G_{\text{КОРТ}}(t_i)\cos(\omega_B t_i), \quad (3)$$

$$Z_2 = \sum_{i=1}^M y(t_i)G_{\text{КОРТ}}(t_i)\sin(\omega_B t_i), \quad (4)$$

$$Z_3 = \sum_{i=1}^M y(t_i)G_{\text{КОРТ}}(t_i)\cos(\omega_H t_i), \quad (5)$$

$$Z_4 = \sum_{i=1}^M y(t_i)G_{\text{КОРТ}}(t_i)\sin(\omega_H t_i), \quad (6)$$

где  $G_{\text{КОРТ}}(t_i)$  – последовательность, квазиортогональная ПСП дальномерного кода;  $\omega_H = \omega_0 - \omega_M$  – значение «нижней» поднесущей частоты *BOC*-сигнала;  $\omega_B = \omega_0 + \omega_M$  – значение «верхней» поднесущей частоты *BOC*-сигнала;  $\omega_M$  – циклическая частота меандровой поднесущей;  $M$  – количество отсчетов входной реализации.

Выходной сигнал канала оценки дисперсии помехи формируется путем объединения выходных сигналов корреляторов (3)-(6) в соответствии с выражением:

$$\sigma_{\Pi} = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2 + Z_3^2 + Z_4^2}. \quad (7)$$

Для решения частных задач исследования получены статистические выборки случайных величин  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$ ,  $Z_4$  объемом  $N = 10000$  при ОСП на входе обнаружителя  $s/j = -46$  дБ и  $s/j = -26$  дБ.

Для определения закона распределения (3)-(6) построены гистограммы выборок. Количество интервалов определено по формуле Стерджесса  $K = 1 + 3,22\lg N$  [3]. После ранжирования для каждой выборки определены выборочные средние, исправленные выборочные дисперсии, размах, значения ширины интервалов, средние значения, количество накопленных частот и относительные накопленные частоты для каждого интервала. Примеры гистограмм при различных значениях ОСП приведены на рисунке 2, где  $k$  – номер интервала,  $n_k$  – относительная накопленная частота в  $k$ -м интервале, темные графики – гистограммы выборки (6), светлые – эталонные гистограммы, соответствующие нормальному закону распределения.

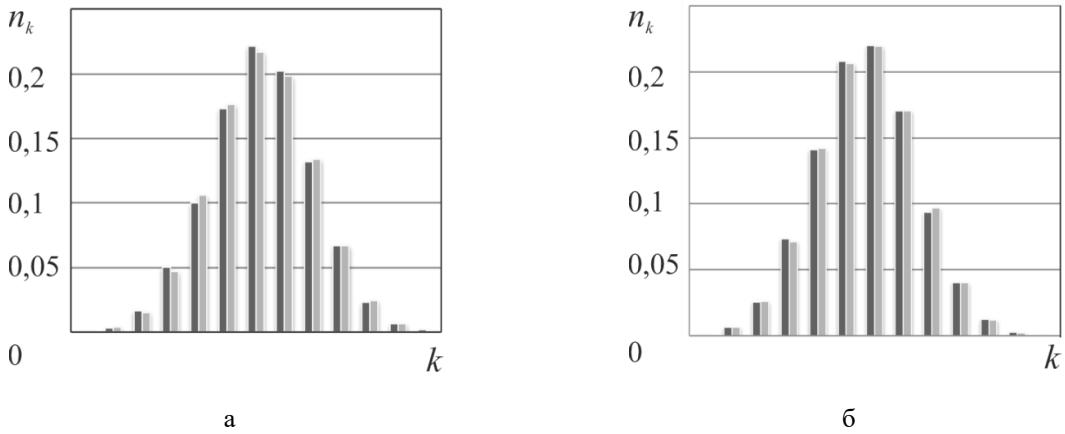


Рис. 2. Гистограммы выборок выходных величин коррелятора  $Z_4$ :  
а – при  $s/j = -26$  дБ, б – при  $s/j = -46$  дБ

Проверка гипотезы о нормальном распределении (3)-(6) выполнена по критерию согласия  $\chi^2$ -Пирсона [3]:

$$\chi^2 = \sum_{j=1}^K \frac{(\nu_j - Np_j^0)^2}{Np_j^0}, \quad (8)$$

где  $j$  – номер интервала;  $\nu_j$  – частота, накопленная в  $j$ -м интервале;  $p_j^0$  – вероятность попадания случайной величины в  $j$ -й интервал при нормальном распределении.

Результаты вычисления наблюденных значений  $\chi^2$  представлены в таблице 1.

Таблица 1. Значения  $\chi^2$  для выборок (3)-(6)

ОСП, дБ	минус 46				минус 26			
	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$
Значение $\chi^2$	7,14	13,27	18,3	4,53	13,13	4,90	10,16	18,07

Учитывая большой объем выборки, для проверки гипотез установлен уровень значимости  $\alpha=0,001$ . Критическое значение критерия при числе степеней свободы  $r=K-s-1$ , где  $K=13$ ,  $s=2$  – число оцениваемых параметров распределения,  $\chi_{kp}^2=29,6$ . Данные табл. 1 свидетельствуют о том, что условие  $\chi^2 < \chi_{kp}^2$  выполняется для всех выборок, следовательно, гипотеза о нормальном распределении выходных значений корреляторов не отвергается при данном уровне значимости.

Для определения закона распределения выходной величины канала оценки дисперсии помехи (7) можно воспользоваться свойством, в соответствии с которым

случайная величина  $Y = \sqrt{\sum_{i=1}^n Z_i^2}$ , где  $Z_i$  – независимые гауссовские случайные величины,

имеющие нулевые математические ожидания и одинаковые дисперсии, имеет распределение, плотность вероятности которой определяется выражением [4]:

$$p(x) = \frac{x^{n-1} e^{-x^2/2\sigma^2}}{2^{(n-2)/2} \sigma^n \Gamma(n/2)}, \quad (9)$$

где  $\sigma$  – среднее квадратичное отклонение  $X$ ;  $\Gamma(n)$  – гамма-функция, которая при  $n > 0$  и  $n$  – целое число определяется как  $\Gamma(n) = (n-1)!$ .

Следовательно, для использования (9) для описания выходной величины канала оценки дисперсии  $\sigma_{\Pi}$  требуется проверить выполнение условий: независимости случайных величин на выходах корреляторов (3)-(6), равенство нулю их математических ожиданий и равенство между собой дисперсий.

Проверка первого условия выполнена с учетом того, что некоррелированность нормально распределенных случайных величин эквивалентна их независимости[3]. Определены попарные коэффициенты корреляции неранжированных выборок (3)-(6) раздельно для  $s/j = -46$  дБ и  $s/j = -26$  дБ. Для принятия решения о значимости найденных коэффициентов корреляции проверены гипотезы  $\rho_{ij} = 0$ , т.е. связь между выходами корреляторов отсутствует. Проверка заключалась в вычислении статистик [3]:

$$t_{ij} = \frac{\rho_{ij} \sqrt{N-2}}{\sqrt{1-\rho_{ij}^2}}, \quad (10)$$

имеющих распределение Стьюдента с  $r = N-2$  степенями свободы, и сравнении их с критическим значением  $t_{kp}$  для установленного уровня значимости. В случае выполнения условия  $|t_{ij}| < t_{kp}$  гипотеза об отсутствии корреляции  $i$ -й и  $j$ -й выборки не отвергается. Результаты проверки гипотез представлены в таблице 2.

Таблица 2. Значения коэффициентов корреляции при ОСП минус 26 дБ

Наименование статистики	$t_{12}$	$t_{13}$	$t_{14}$	$t_{23}$	$t_{24}$	$t_{34}$
Наименование выходов корреляторов	$Z_1, Z_2$	$Z_1, Z_3$	$Z_1, Z_4$	$Z_1, Z_3$	$Z_2, Z_4$	$Z_3, Z_4$
Значение $\rho_{ij}$ при $s/j = -46$ дБ	0,0023	0,0089	0,0059	0,0052	0,0027	0,0036
Значение статистики при $s/j = -46$ дБ	0,2299	0,8899	0,5899	0,5199	0,2699	0,3599
Значение $\rho_{ij}$ при $s/j = -26$ дБ	0,0281	0,0346	0,0032	0,0137	0,0008	0,0004
Значение статистики при $s/j = -26$ дБ	2,8108	3,4617	0,3199	1,3699	0,0799	0,0399

Критическое значение статистики для уровня значимости  $\alpha = 0,001$   $t_{kp} = 3,29$ , что позволяет сделать вывод о независимости величин на выходах корреляторов при низких значениях ОСП и независимости в большей части случаев (пять из шести) – при высоких.

Проверка гипотезы о равенстве нулю математических ожиданий (3)-(6) выполнена путем вычисления статистик [3]:

$$t_i = \frac{\bar{x}_i \sqrt{N}}{S_i}, \quad (11)$$

где  $\bar{x}_i$  – выборочные средние,  $S_i^2$  – исправленные выборочные дисперсии. Эти статистики, имеющие распределение Стьюдента с  $r = N-1$  степенями свободы, сравниваются с критическим значением  $t_{kp}$  для заданного уровня значимости  $\alpha$ . Результаты проверки гипотезы при  $s/j = -26$  дБ представлены в таблице 3. Условие

$|t_i| < t_{kp}$  выполняется для всех выборок, что свидетельствует о возможности принятия гипотезы о равенстве нулю математических ожиданий величин на выходах корреляторов канала оценки дисперсии.

Аналогичный результат получен при  $s/j = -46$  дБ. Равенство нулю математических ожиданий при различных значениях ОСП кроме выполнения условий для принятия гипотезы (9) подтверждают предположение об эффективности подавления сигнальной составляющей на выходах корреляторов канала оценки дисперсии помехи.

Таблица 3. Результаты вычисления  $t_i$  при  $s/j = -26$  дБ

Наименование статистики	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$
Наименование выходов корреляторов	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$
Значение выборочного среднего	0,00016	0,00048	0,00022	0,00018
Значение выборочной дисперсии	0,00231	0,00231	0,00219	0,00223
Значение статистики	0,322	1,003	0,466	0,373

Гипотеза о равенстве дисперсий случайных величин на выходах корреляторов (3) - (6)  $\sigma_i^2 = \sigma_j^2$  проверена путем вычисления статистик [3]

$$F_{ij} = S_i^2 / S_j^2, \quad (12)$$

имеющих распределение Фишера с  $n-1$  и  $m-1$  степенями свободы, где в исследуемом случае  $n = m = N$ . В числителе (10) всегда должна стоять большая из двух величин. Если  $F_{ij} > F_\alpha(n-1; m-1)$ , то гипотеза равенства отклоняется в пользу альтернативы  $\sigma_i^2 > \sigma_j^2$ . Значения выборочных дисперсий при  $s/j = -26$  дБ представлены в табл. 3, а результаты вычисления статистик (10) – в таблице 4.

Таблица 4. Результаты проверки гипотезы о равенстве дисперсий

Наименование статистики		$F_{12}$	$F_{13}$	$F_{14}$	$F_{23}$	$F_{24}$	$F_{34}$
Значение статистики	$s/j = -46$ дБ	1,024	1,008	1,008	1,032	1,015	1,017
	$s/j = -26$ дБ	1,001	1,058	1,037	1,056	1,035	1,020

Для уровня значимости  $\alpha = 0,001$  критическое значение статистики  $F_{0,05}(\infty; \infty) = 1,05$ . Анализ табл. 4 свидетельствует о возможности принятия гипотезы о равенстве дисперсий случайных величин на выходах корреляторов канала оценки дисперсии при низких ОСП и, в основном, при высоких (условие выполняется в четырех случаях из шести).

В результате проверки условий нормальности распределений и независимости случайных величин (3)-(6), равенства нулю их математических ожиданий и равенства между собой дисперсий можно сделать вывод о возможности использования (9) для описания выходной величины канала оценки дисперсии помехи (7). Окончательное выражение плотности вероятности (9) при числе степеней свободы  $n = 4$  имеет вид:

$$p_4(x) = \frac{x^3 e^{-x^2/2\sigma_\Pi^2}}{2\sigma_\Pi^4}, \quad (11)$$

а графическая зависимость (11) представлена на рисунке 3, где кроме графика плотности вероятности показаны порог обнаружения  $h$  и область, площадь которой равна заданной вероятности ложной тревоги  $P_{ЛТ}$ .

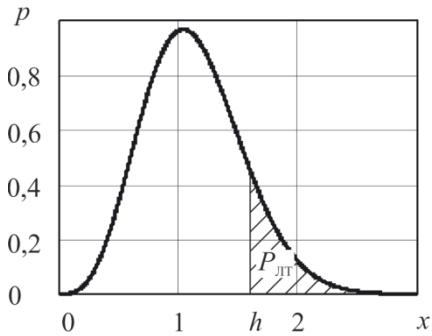


Рис. 3. Плотность вероятности распределения Рэлея при  $n=4$

Обеспечение функционирования обнаружителя *BOS*-сигналов в широком диапазоне значений ОСП кроме точного несмещенного оценивания значения дисперсии помех требует определения закона изменения значения порога от выходной величины канала оценки дисперсии, обеспечивающего постоянный уровень вероятности ложной тревоги. Требуемое значение порога вычисляется путем решения относительно  $h$  уравнения:

$$\int_h^{+\infty} \frac{x^3 e^{-x^2/2\sigma_{\Pi}^2}}{2\sigma_{\Pi}^4} dx = P_{ЛТ}. \quad (12)$$

Уравнение (12) имеет различные решения при различных значениях  $\sigma_{\Pi}$ . Для исследования выбран диапазон изменения ОСП  $s/j \in [-46; -16]$  дБ. Зависимость  $\sigma_{\Pi}(s/j)$ , определенная методом имитационного моделирования, представлена на рисунке 4. В соответствии с рис. 4 установлен диапазон изменения выходной величины канала оценки дисперсии помех  $\sigma_{\Pi} \in [0; 1]$ .

В определенных границах изменения  $\sigma_{\Pi}$  путем решения численными методами (12) построены графические зависимости значения порога обнаружения от выходной величины канала оценки дисперсии помехи, представленные на рисунке 5, где линия 1 соответствует  $P_{ЛТ} = 10^{-4}$ , линия 2 –  $P_{ЛТ} = 10^{-6}$ .

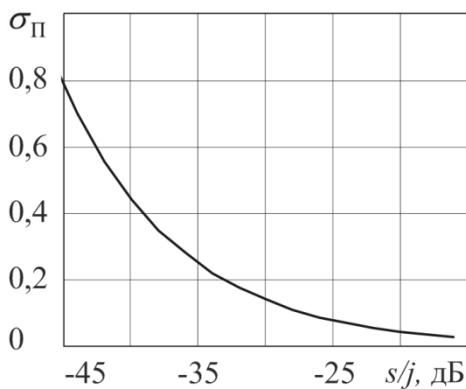


Рис. 4. Зависимость выходной величины канала оценки дисперсии от ОСШ

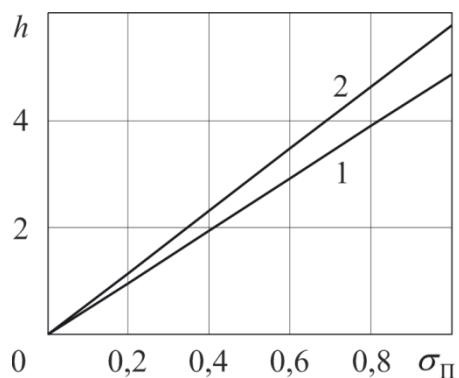


Рис. 5. Зависимости порога обнаружения от выходной величины канала оценки дисперсии

Зависимости  $h(\sigma_{\Pi})$ , представленные на рис. 5, имеют линейный характер и достаточно точно описываются функцией вида

$$h = a\sigma + b, \quad (13)$$

где коэффициенты  $b = 0$ , а  $a$  зависит от заданной вероятности ложной тревоги, например,  $a_1 = 4,85$  соответствует  $P_{ЛТ} = 10^{-4}$ ,  $a_2 = 5,78 - P_{ЛТ} = 10^{-6}$ .

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, выполнено исследование статистических характеристик канала оценки дисперсии помехи обнаружителя меандровых сигналов НАП ГНСС, обеспечивающего постоянный уровень ложных тревог в условиях шумовых гауссовских помех различной интенсивности, в ходе которого:

- подтверждена эффективность использования сигналов квазиортогональных ПСП для подавления сигнальной составляющей в канале оценки дисперсии помехи путем проверки гипотезы о равенстве нулю математических ожиданий выходных величин корреляторов, что позволяет сделать вывод о получении несмещенной оценки дисперсии помехи;
- показана возможность использования аналитического выражения вида (11) для описания статистики на выходе канала оценки дисперсии помехи;
- на основе вышесказанного установлено, что зависимость величины порога обнаружения от выходной величины канала оценки дисперсии помехи, обеспечивающая постоянный уровень вероятности ложной тревоги, имеет вид линейной функции (13); устройство выбора порога на рис. 1 при этом представляет собой усилительное звено.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Неровный В. В. Помехоустойчивость мультисистемной аппаратуры потребителей ГНСС. Воронеж.: Научная книга, 2018. - 230 с.
2. Неровный В. В., Костылев В.И., Левицкая Ю.С. Эффективность различных алгоритмов поиска и обнаружения навигационного ВОС-сигнала в условиях гауссовой шумовой помехи неизвестной мощности. // Теория и техника радиосвязи, 2016, № 3. - С. 5-10
3. Кобзарь А. И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. - 816 с.
4. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. Пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2003. - 400 с.

### REFERENCES

1. Nerovniy, V. V., Noise immunity of multi-system equipment of GNSS consumers. Voronezh.: Scientific book, 2018. – 230 p.
2. Nerovniy, V. V. Kostylev, V. I. Levitskaya, Yu. S. The effectiveness of various algorithms for searching and detecting a navigation BOC signal under conditions of Gaussian noise interference of unknown power. // Theory and technology of radio communication, 2016, No. 3. - Pp. 5-10.
3. Kobzar , A. I. Applied mathematical statistics. For engineers and researchers. M.: FIZMATLIT, 2006. – 816 p.
4. Perov, A. I. Statistical theory of radio engineering systems: textbook. Manual for universities. M.: Radio Engineering, 2003. - 400 p.

## ФОРМИРОВАНИЕ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ

С. А. Пересёлков<sup>1</sup>, Е. С. Казначеева<sup>1</sup>, Д.Ю. Просовецкий<sup>1</sup>,  
В. М. Кузькин<sup>2</sup>, Ю. В. Матвиенко<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

<sup>2</sup> Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской Академии Наук (ИОФ РАН), Москва, Россия

<sup>3</sup> Институт проблем морских технологий ДВО Российской Академии Наук (ИПМТ ДВО РАН),  
Владивосток, Россия

**Аннотация.** Проведен анализ интерферометрической обработки гидроакустической информации с применением вертикальной линейной антенны в океаническом волноводе. В основе обработки лежит временное когерентное накопление спектральной интенсивности вдоль локализованных полос, которая далее подвергается двукратному преобразованию Фурье. На выходе интегрального преобразования спектральная плотность (голограмма), локализуется в узкой полосе в форме фокальных пятен, обусловленных интерференцией мод различных номеров, обеспечивая высокую помехоустойчивость. В работе получено выражение для двумерной спектральной плотности голограммы на выходе антенны, формируемой движущимся источником. Проанализировано распределения спектральной плотности, определяющие коэффициент усиления и помехоустойчивость обработки.

**Ключевые слова:** интерферометрическая обработка, вертикальная антenna, интерферограмма, голограмма, шумовой источник.

## FORMATION OF A HOLOGRAPHIC STRUCTURE OF A MOVING SOURCE IN AN OCEANIC WAVEGUIDE USING A VERTICAL LINEAR ANTENNA

S. A. Pereselkov<sup>1</sup>, E. S. Kaznacheeva<sup>1</sup>, D. Yu. Prosovetsky<sup>1</sup>,  
V. M. Kuz'kin<sup>2</sup>, Yu. V. Matvienko<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State University( VSU), Voronezh, Russia

<sup>2</sup> General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (GPI RAS), Moscow, Russia

<sup>3</sup>Institute of Problems of Marine Technologies of the FEB of the Russian Academy of Sciences  
(IPMT of FEB RAS), Vladivostok, Russia

**Abstract.** The analysis of interferometric processing of hydroacoustic information using a vertical linear antenna in an oceanic waveguide is carried out. The processing is based on a temporary coherent accumulation of spectral intensity along localized bands, which is then subjected to a two-fold Fourier transform. At the output of the integral transformation, the spectral density (hologram) is localized in a narrow band in the form of focal spots caused by interference of modes of different numbers, providing high noise immunity. In this paper, an expression is obtained for the two-dimensional spectral density of a hologram at the output of an antenna formed by a moving source. The spectral density distributions that determine the gain and noise immunity of processing are analyzed.

**Keywords:** interferometric processing, vertical antenna, interferogram, hologram, noise source.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Важная особенность океанических волноводов состоит в том, что им присуща самоорганизация интерференционной картины (интерферограммы) широкополосного источника звука в координатах частота-время (расстояние), обусловленная волноводной дисперсией и многомодовым характером распространения [1]. Такие интерференционные поля устойчивы к малым возмущениям условий распространения и отражают глобальные структурные особенности в конфигурации полей [2]. Основываясь на закономерностях частотно-временного распределения частотных смещений интерференционных максимумов волнового поля, разработана перспективная и многообещающая информационная технология обработки гидроакустической информации, которая открывает качественно иной взгляд на проблему локализации малошумных источников [3, 4]. В отличие от известных методов обработки, согласованных со средой распространения (matched-field processing) [5, 6], интерферометрическая обработка допускает возможность адаптации, т.е. определение координат источника при малом отношении сигнал/помеха (с/п) в отсутствие знаний о характеристиках среды распространения [7–9]. В основе обработки лежит временное когерентное накопление спектральной интенсивности вдоль локализованных полос, которая далее подвергается двукратному преобразованию Фурье. На выходе интегрального преобразования спектральная плотность, которую условно назовем голограммой, локализуется в узкой полосе в форме фокальных пятен, обусловленных интерференцией мод различных номеров, обеспечивая высокую помехоустойчивость.

В настоящее время большая часть основных положений теории, практических вопросов и потенциальных возможностей интерферометрической обработки с применением одиночных приемников достаточно проработаны, что позволило радикально решить проблему локализации малошумных источников звука. Для реализации многих применений интерферометрической обработки в гидроакустике требуется, однако, разработка ее основ с применением протяженных антенн.

Данному вопросу посвящена настоящая статья, в которой, опираясь на физико-математические принципы интерферометрической обработки, получены новые результаты с использованием вертикальной линейной антенны. Главный из них – оценка коэффициента усиления. Другой результат – выражение для входного отношения с/п на элементе антенны, когда обеспечивается устойчивое обнаружение и оценки пеленга, радиальной скорости (проекция скорости в направлении на антенну), удаления и глубины источника близки реальным. Приведены результаты численного эксперимента.

## 2. АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ

Волновод полагается горизонтально-однородным. Межэлементное расстояние равно  $d$ , число элементов вертикальной антенны –  $B$ , горизонтальное расстояние от антенны до источника  $S - r$ . Поля с каждого элемента суммируются, на выходе антенны формируется интерферограмма, к которой применяется двукратное преобразование Фурье.

Поле на выходе  $b$ -го элемента,  $b = \overline{1, B}$ , запишем в виде суммы мод [10]

$$p_b(\omega, r) = \sum_m \psi_m(z_b) A_m(\omega, r) \exp[ih_m(\omega)r], \quad (1)$$

где  $\psi_m(z)$ ,  $A_m(\omega, r)$  и  $h_m(\omega)$  – собственная функция, амплитуда и горизонтальное волновое число  $m$ -й моды;  $z_b$  – глубина  $b$ -го элемента;  $\omega = 2\pi f$  – частота. Цилиндрическое расхождение поля, модальное затухание и глубина источника  $z_s$  формально учитываются амплитудой мод. В (1) медленным изменением собственной функции от частоты пренебрегается. На выходе антенны поле источника

$$p_{an}(\omega, r) = \sum_b p_b(\omega, r) = \sum_b \sum_m \psi_m(z_b) A_m(\omega, r) \exp[ih_m(\omega)r]. \quad (2)$$

Интерферограмма  $P_{an}(\omega, r) = |p_{an}(\omega, r)|^2$ , согласно (1), (2), равна

$$P_{an}(\omega, r) = \sum_b \sum_a \sum_m \sum_n P_{mn}^{(ab)}(\omega, r), \quad (3)$$

где

$$P_{mn}^{(ab)}(\omega, r) = \psi_m(z_b) \psi_n^*(z_a) A_m(\omega, r) A_n^*(\omega, r) \exp[ih_{mn}(\omega)r]. \quad (4)$$

Здесь  $h_{mn}(\omega) = h_m(\omega) - h_n(\omega)$ . Рассмотрим случай движущегося источника с радиальной скоростью  $w$ . Считаем, что расстояние  $r$  соответствует начальному моменту времени  $t_0 = 0$ . Далее в интерферограмме (3) от переменной расстояния  $r$  перейдем к временной переменной  $t$  и применим к ней двукратное преобразование Фурье. На выходе интегрального преобразования двумерная спектральная плотность, голограмма, определяется выражением

$$F_{an}(\tilde{v}, \tau) = \int_0^{\Delta t} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} P_{an}(\omega, t) \exp[i(\tilde{v}t - \omega\tau)] dt d\omega = \sum_b \sum_a \sum_m \sum_n F_{mn}^{(ba)}(\tilde{v}, \tau), \quad (5)$$

где  $\tilde{v} = 2\pi v$  и  $\tau$  – частота и время голограммы,  $\Delta t$  и  $\Delta\omega$  – время наблюдения и ширина спектра,  $\omega_0$  – средняя частота спектра. Используя подход при получении голограммы одиночного приемника [3], получаем

$$\begin{aligned} F_{mn}^{(ba)}(\tilde{v}, \tau) &= A_m(\omega_0, r) A_n^*(\omega_0, r) \psi_m(z_b) \psi_n^*(z_a) w \Delta\omega \Delta t \times \\ &\exp\left[i\left(\frac{\tilde{v}\Delta t}{2} - \tau\omega_0\right)\right] \exp\left\{i\left[(m-n)\alpha\left(\frac{\Delta t}{2}w + r\right) + r(\tilde{v}/w)\right]\right\} \times \\ &\times \frac{\sin\left\{(r+wt_*)(m-n)\frac{d\alpha}{d\omega} - \tau\right\}\frac{\Delta\omega}{2}}{\left[(r+wt_*)(m-n)\frac{d\alpha}{d\omega} - \tau\right]\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin\left\{[w(m-n)\alpha + \tilde{v}]\frac{\Delta t}{2}\right\}}{[w(m-n)\alpha + \tilde{v}]\frac{\Delta t}{2}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь  $\alpha = dh_l(\omega_0)/dl = h_{l+1}(\omega_0) - h_l(\omega_0)$ ,  $l$  – номер моды, в окрестности которой моды синфазны,  $t_*$  – выделенный момент времени на интервале наблюдения  $\Delta t$ ,  $0 < t_* < \Delta t$ . Введение величины  $\alpha$  полезно при интерпретации голограммы. В действительности,  $\alpha(m-n) = h_{mn}(\omega_0)$ ,  $(d\alpha/d\omega)(m-n) = (dh_{mn}(\omega_0)/d\omega)$ . Если положить  $B = 1$ , то соотношение (6) переходит в выражение для одиночного приемника.

Как и в случае одиночного приемника, спектральная плотность голограммы антенны локализована в форме фокальных пятен, зеркально перевернутых относительно начала координат. Эта особенность обусловлена симметрией функции (6) относительно перестановки номеров интерферирующих мод:  $F_{mn}^{(ba)}(\tilde{v}, \tau) = F_{nm}^{(ba)}(-\tilde{v}, -\tau)$ . Фокальные пятна расположены в первом и третьем квадрантах, если радиальная скорость  $w < 0$ , т.е. источник приближается к приемнику, и во втором и четвертом квадрантах,  $w > 0$ , когда источник удаляется от приемника. Область локализации содержит  $(M-1)$  основных

максимумов с координатами  $(\tau_\mu, \tilde{v}_\mu)$ , где  $M$  – число мод, формирующих поле,  $\mu = \overline{1, M - 1}$  – номер фокального пятна. Ближайший к началу координат пик обусловлен интерференцией соседних мод и расположен в точке  $(\tau_1, \tilde{v}_1)$ . Координаты соседнего пика, вызванного интерференцией мод номеров  $(m, m + 2)$ , –  $(\tau_2, \tilde{v}_2)$ . Координаты самого удаленного пика от начала координат, обусловленного интерференцией первой и последней моды –  $(\tau_{M-1}, \tilde{v}_{M-1})$ . В точках с координатами  $(\tau_\mu, \tilde{v}_\mu)$  суммируются  $(M - \mu)$  основных пиков.

При выполнении условия  $r \gg |w|t_*$  как следует из (6), для радиальной скорости и удаления источника находим

$$\dot{w} = -\kappa_{w\mu}\tilde{v}_\mu, \quad \dot{r} = \kappa_{r\mu}\tau_\mu, \quad (7)$$

где

$$\kappa_{w\mu} = [h_{m(m+\mu)}(\omega_0)]^{-1}, \quad \kappa_{r\mu} = [dh_{m(m+\mu)}(\omega_0)/d\omega]^{-1} \quad (8)$$

– коэффициенты, определяющие пространственные и частотные масштабы изменчивости передаточной функции волновода [10]. Оценки параметров источника, получаемые в результате измерений, в отличие от их истинных значений, обозначены точкой сверху. Четка сверху означает усреднение по номерам мод. Адаптивные методы интерферометрической обработки, позволяющие оценивать удаление источника и радиальную скорость в отсутствие информации о передаточной функции, т.е. без знания коэффициентов (8), рассмотрены в [7–9].

Координаты основных максимумов  $(\tau_\mu, \tilde{v}_\mu)$  расположены на прямой  $\tilde{v} = \tilde{\epsilon}\tau$  с угловым коэффициентом

$$\tilde{\epsilon} = -\frac{wh_{mn}(\omega_0)}{r(dh_{mn}(\omega_0)/d\omega)}, \quad (9)$$

и занимают полосу между значениями  $\tau = \pm 2\pi/\Delta\omega$  и  $\tilde{v} = \pm 2\pi/\Delta t$ . Вне этих полос спектральная плотность голограммы практически подавлена.

По отношению к одиночному приемнику результативность интерферометрической обработки будем характеризовать коэффициентом усиления

$$\chi = |G_{an}|/|G_r|, \quad (10)$$

где

$$G_{an,r} = \iint_U |F_{an,r}(\tau, \tilde{v})| d\tau d\tilde{v}, \quad (11)$$

Здесь и далее индекс «*r*» относится к одиночному приемнику антенны,  $U$  – область локализации спектральной плотности. Из (6), (10) следует ожидать  $\chi \cong B^2$ . Равенство выполняется тогда, когда значения собственных функций мод элементов антенны на различных глубинах равны между собой,  $\psi_m(z_b) = \psi_m(z_a)$ ,  $z_b \neq z_a$ . Пеленгование источника осуществляется на основе алгоритма, как это предложено по отношению к одиночному векторно-скалярному приемнику [11].

### 3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ОБРАБОТКИ

Помехоустойчивость интерферометрической обработки с применением одиночного приемника предложено характеризовать предельным (минимальным) входным

отношением с/п  $q_{\lim}^{(r)}$ , когда для значений с/п на входе  $q \geq q_{\lim}^{(r)}$  обеспечивается устойчивое обнаружение и оценки пеленга, радиальной скорости, удаления и глубины близки реальным [3]. В случае изотропной помехи для скалярной компоненты поля (давления) шумового источника  $q_{\lim}^{(r)} \approx 1.5/J^2$ , где  $J = \Delta t/(T + \delta t)$  – число временных интервалов (отсчетов), на которых реализуются когерентные накопления спектральных максимумов волнового поля вдоль интерференционных полос [4]. Здесь  $T$  – длительность шумовой реализации,  $\delta t$  – интервал между отсчетами. Несмотря на то, что оценка  $q_{\lim}^{(r)}$  была установлена на основании ряда физических соображений, а не выведена из каких либо более общих принципов, она найдена правильно и позволила построить теорию помехоустойчивости интерферометрической обработки применительно к одиночному приемнику. Обобщим полученную оценку на вертикальную линейную антенну.

Предположим, что шумовой сигнал и помеха статистически не связанные случайные процессы, на входе элементов антенны помеха стационарна и не коррелирована. Для выполнения второго условия достаточно потребовать выполнения неравенства  $d \geq \lambda/2$ , где  $\lambda$  – длина волны. Тогда, как нетрудно сообразить, предельное входное отношение с/п на элементе антенны оценивается как

$$q_{\lim}^{(an)} = B q_{\lim}^{(r)} / \chi \cong q_{\lim}^{(r)} / B, \quad (12)$$

так что выигрыш в помехоустойчивости оценивается как  $\gamma = q_{\lim}^{(r)} / q_{\lim}^{(an)} \cong B$ . В этом случае для входного значения с/п  $q$  на элементе антенны допустимые удаления  $r$  шумового источника, когда сохраняется работоспособность обработки, согласно [7], оцениваются как

$$r \leq r_{\lim} \cong \frac{1}{5\sqrt{1.5}} \sqrt{\frac{q\chi}{B}} \frac{\Delta t}{|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|}, \quad (13)$$

так что с увеличением времени наблюдения  $\Delta t$  и средней частоты  $\omega_0$  предельная дальность шумового источника возрастает. Последнее связано с тем, что при возрастании частоты групповые скорости мод асимптотически стремятся к постоянному значению, не зависящему от номера моды [10]. Характерной чертой соотношения (13) является то обстоятельство, что в него входят параметры передаточной функции волновода и поэтому значение предельного удаления  $r_{\lim}$  различно в зависимости от выбора акватории. Заметим, что в соотношении (13) входное отношение  $q \geq q_{\lim}^{(r)}$ .

Если вначале на каждом  $b$ -м приемнике выполнить интерферометрическую обработку и далее на выходе антенны суммировать спектральные плотности голограмм, то, очевидно, выигрыша в помехоустойчивости по отношению к одиночному приемнику не будет.

#### 4. ЧИСЛЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

При численном моделировании волновод полагался горизонтально-однородным, глубина  $H = 70$  м. Распределение скорости звука по глубине приведено на рис. 1. Параметры поглощающего жидкого однородного дна: отношение плотности грунта и воды  $\rho = 1.8$ , комплексный показатель преломления  $n = 0.85(1 + i0.02)$ .

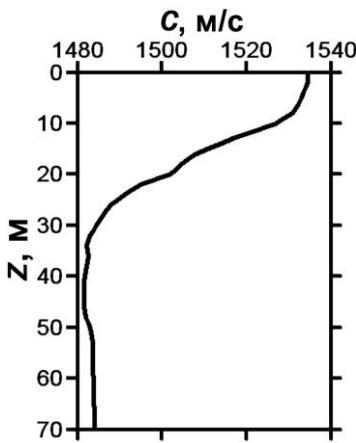


Рис. 1. Профиль скорости звука.

Таблица 1. Волновые числа мод  $h_m$  и их производные  $dh_m/d\omega$  на частоте  $f_0 = 110$  Гц.

Номера мод, $m$	1	2	3	4
$h_m, \text{ м}^{-1}$	0.4241	0.4165	0.4059	0.3918
$dh_m/d\omega, 10^4/\text{м}\cdot\text{Гц}$	6.8078	6.8526	6.9497	7.1352

Таблица 2. Предельные удаления шумового источника в зависимости от отношения с/п.

Отношение с/п, $q$	Одиночный приемник		Вертикальная линейная антenna, число элементов $B = 10$
	Предельное удаление шумового источника $r_{\lim}$ , км		
1	149.6		473.2
$10^{-1}$	47.3		149.6
$10^{-2}$	15.0		47.3
$10^{-3}$	4.7		15.0
$10^{-4}$	1.5		4.7

Шумовой источник, расположенный на глубине  $z_s = 50$  м, со скоростью  $w = 3$  м/с удалялся от антенны. В момент времени  $t = 0$  удаление источника от антены  $r = 10$  км. Ширина полосы  $\Delta f = 100 - 120$  Гц. Межэлементное расстояние  $d = 3.5$  м. Число элементов  $B = 20$ , они расположены на глубинах  $z_b = 3.5 + 3.5(b - 1)$  м, где  $b = \overline{1, 20}$ , т.е. антена перекрывала ширину волновода. Время накопления  $\Delta t = 30$  с, длительность случайной реализации  $T = 2$  с, временной интервал между отсчетами  $\delta t = 0.5$  с. Горизонтальные волновые числа мод и их производные по частоте приведены в табл. 1. Результаты моделирования представлены на рис. 2–5 и в табл. 2.

На рис. 2 представлены интерферограммы и голограммы трех элементов антены. Конфигурация областей распределения спектральной плотности различна, несмотря на когерентное сложение полей на элементах антены. При этом положения максимумов фокальных пятен сохраняются. Указанное различие объясняется различным значением собственных функций на глубинах расположения элементов. С целью повышения

контрастности и информативности на интерферограммах и спектrogramмах вырезаны средние значения. Здесь и ниже данная операция при моделировании всегда выполнялась.

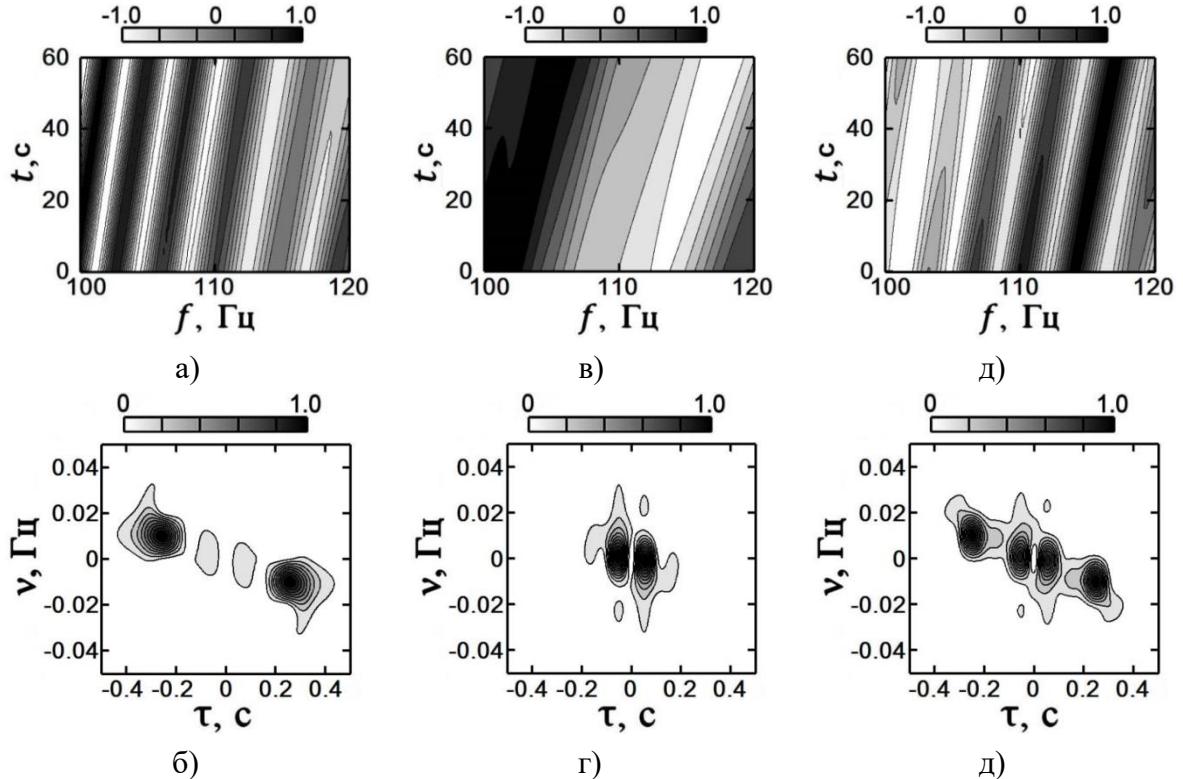


Рис. 2. Нормированные интерферограммы (а, в, д) и голограммы (б, г, е) элементов антенны, расположенных на глубинах  $z_b = 10.5, 38.5, 59.5$  м соответственно.

Наиболее ярко это различие иллюстрирует рис. 3, где приведены зависимости двух нормированных спектральных максимумов  $\left| \widehat{F}_b^{(1,2)} \right| = F_b^{(1,2)} / F_{\max}^{(1,2)}$  от глубины элемента антенны. Численные расчеты отмечены точками. Как видно, распределение максимумов фокальных пятен имеет осциллирующий характер, обусловленный различным характером коэффициентов возбуждения мод на горизонтах приема. Характер изменения осцилляций при изменении положения фокального пятна связан с интерференцией различных номеров мод, обусловливающих расположение локализованных областей. Первое фокальное пятно формируется интерференцией пар мод: (1, 2), (2, 3), (3, 4); тогда как второе фокальное пятно – интерференцией пар мод: (1, 3), (2, 4). Отношение нормированных коэффициентов  $\beta = F_{\max}^{(1)} / F_{\max}^{(2)} = 1.3$ .

Рис. 4 демонстрирует поведение нормированной интерферограммы и голограммы антенны. Преобладающим является пик первого фокального пятна. Положения максимумов фокальных пятен антенны и элементов антенны совпадают.

На рис. 5 показаны, полученные численным моделированием (точки) зависимость нормированного коэффициента усиления  $\hat{\chi} = \chi(b) / \chi_{\max}$  (10) от числа элементов  $b$ . Расчетные значения удовлетворительно ложатся на оценочную квадратичную зависимость  $\hat{\chi} = b^2 / \chi_{\max}$  (пунктир). Значение коэффициента  $\chi_{\max} = 390$ , выбранное из условия нормировки расчетных значений, близко к прогнозируемой оценке  $B^2 = 400$ .

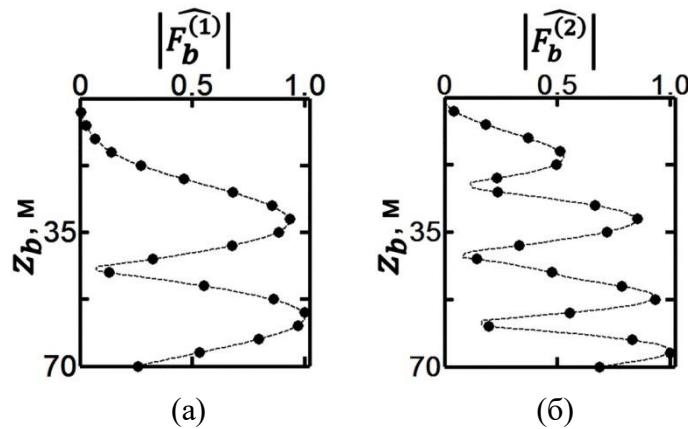


Рис. 3. Зависимости нормированных спектральных максимумов голограмм элементов антенны от их глубины: (а) первый максимум,  $|F_b^{(1)}|$ ; (б) второй максимум,  $|F_b^{(2)}|$ .

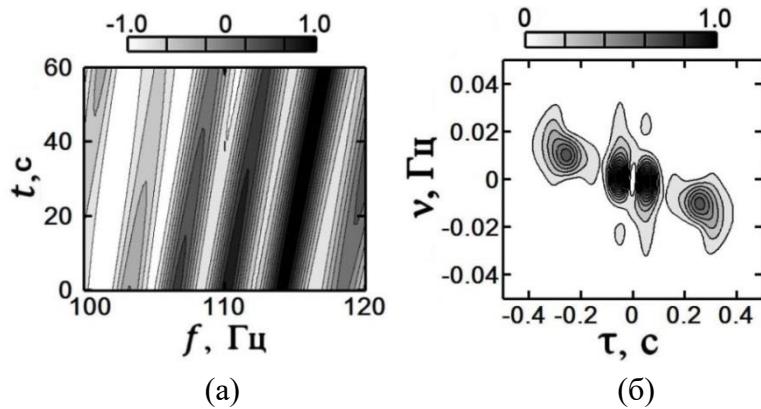


Рис. 4. Нормированная интерферограмма (а) и голограмма (б) антенны.

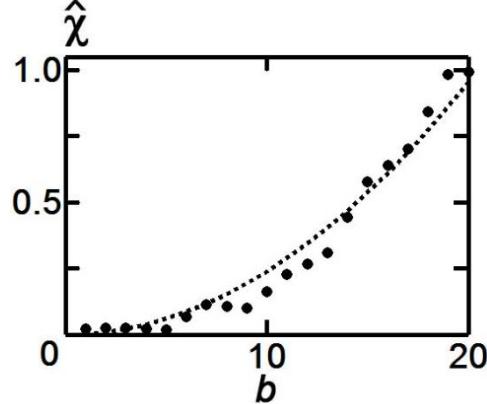


Рис. 5. Зависимость нормированного коэффициента усиления  $\hat{\chi}$  от числа  $b$  элементов антенны.  
Точки – расчетные значения, пунктир – квадратичная зависимость.

В табл. 2 приведены значения предельных дальностей шумового источника с использованием одиночного приемника и вертикальной линейной антенны в зависимости от входного отношения с/п  $q$ , рассчитанные по формуле (13). Время наблюдения  $\Delta t = 30$  с, величина  $|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega| = 3.274 \cdot 10^{-5}$  с/м (см. табл. 1), параметр  $\chi/B = B$ . Число элементов антенны  $B = 10$ . При таком числе элементов межэлементное расстояние  $d = 7$  м. Это примерно соответствует половине длине волны  $\lambda$  на частоте  $f_0 = 110$  Гц, поэтому помеху на входе элементов антенны можно считать некоррелированной.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Интенсивное внедрение в течение последних нескольких лет интерферометрической обработки в гидроакустику уже позволило получить ряд новых результатов с использованием одиночных приемников, заставив пересмотреть сложившиеся ранее классические методы обработки (matched-field processing), короче говоря, все те направления, где играет роль интерференция волн. Эти соображения, а также, конечно, в большой степени важность физических и прикладных задач, которые можно решить с использованием антенн, стимулировало рассмотрение интерферометрической обработки с применением вертикальной линейной антенны. Получен ряд полезных выражений, описывающих распределение спектральной плотности, определяющих коэффициент усиления и помехоустойчивость, что позволит значительно расширить область применения интерферометрической обработки. Материал проиллюстрирован числовыми расчетами для низкочастотной области шумового источника, позволяющими достаточно ясно представить эффективность интерферометрической обработки при работе с вертикальной линейной антенной.

## 6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ (проект 19-29-06075 и проект 19-08-00941). Научно-исследовательская работа Е.С. Казначеевой поддержана грантом РФФИ (проект 19-38-90326). Научно-исследовательская работа Д.Ю. Просовецкого поддержана грантом Президента РФ (грант МК-6144.2021.4).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Чупров С.Д. Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане / Акустика океана. Современное состояние. М.: Наука, 1982. С. 71–82.
2. Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. Method for measung the frequency shifts of interference maxima in monitoring of dispersion media: theory, implementation, and prospects // Phys. Wave Phenom. 2010. V. 18. N. 3. P. 196–222.
3. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектrogramма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406–418.
4. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33–45.
5. Baggeroer A.B., Kuperman W.A., Mikhalevsky P.N. An overview of matched field methods in ocean acoustics // IEEE. J. Oceanic Eng. 1993. V. 18. № 4. P. 401–423.
6. Сазонтов А.Г., Малеханов А.И. Согласованная пространственная обработка сигналов в подводных звуковых каналах (Обзор) // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 2. С. 233–253.
7. Kaznacheeva E.S., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. Measurement capability of the interferometric method of sound source localization in the absence of data on the waveguide transfer function // Phys. Wave Phenom. 2019. V. 27. N. 1. P. 73–78.
8. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Реализация адаптивного интерферометрического метода локализации источника звука. I ЧАСТЬ // Вестн. ВГУ. Серия: Физика. Математика. 2019. № 4. С. 19–29.
9. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Ткаченко С.А. Реализация адаптивного интерферометрического метода локализации источника звука. II ЧАСТЬ // Вестн. ВГУ. Серия: Физика. Математика. 2020. № 1. С. 14–23.

10. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометеоиздат, 1982. 264 с.
11. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. V. 27. N. 3. P. 237–241.

## REFERENCES

1. Chuprov S.D. Interference Structure of Sound in a Layered Ocean. Ocean Acoustics. Current State. [Chuprov S.D. Interferencionnaya struktura zvukovogo polya v sloistom okeane. Akustika okeana. Sovremennoe sostoyanie]. Moscow: Nauka, 1982, pp. 71–82.
2. Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. Method for measuring the frequency shifts of interference maxima in monitoring of dispersion media: theory, implementation, and prospects // Phys. Wave Phenom. 2010. V. 18. N. 3. pp. 196–222.
3. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and Localization of a Sound Source in Shallow Water. [Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spektrogramma i lokalizaciya istochnika zvuka v melkom more]. Akusticheskij zhurnal — Acoustical Physics, 2017, V. 63, N. 4, pp. 406–418.
4. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. An Interferometric Method for Detecting a Moving Sound Source with a Vector-Scalar Receiver. [Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometricheskiy metod obnaruzheniya dvizhushhego istochnika zvuka vektorno-skalyarnym priemnikom]. Akusticheskij zhurnal — Acoustical Physics, 2018, V. 64, N. 1, pp. 33–45.
5. Baggeroer A.B., Kuperman W.A., Mikhalevsky P.N. An overview of matched field methods in ocean acoustics // IEEE. J. Oceanic Eng. 1993. V. 18. № 4. pp. 401–423.
6. Sazontov A.G., Malekhanov A.I. Coordinated spatial signal processing in underwater sound channels (Review). [Sazontov A.G., Malekhanov A.I. Soglasovannaya prostranstvennaya obrabotka signalov v podvodnyx zvukovyx kanalax (Obzor)]. Akusticheskij zhurnal — Acoustical Physics, 2015, V. 61, N. 2, pp. 233–253.
7. Kaznacheeva E.S., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. Measurement capability of the interferometric method of sound source localization in the absence of data on the waveguide transfer function // Phys. Wave Phenom. 2019. V. 27. N. 1. pp. 73–78.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Рыбянец П.В., Tkachenko S.A. Implementation of adaptive interferometric method of localization of the sound source. I Part. [Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Realizaciya adaptivnogo interferometricheskogo metoda lokalizacii istochnika zvuka. I Chast']. Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika — Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2019, N. 4. pp. 19–29.
9. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Tkachenko S.A. Implementation of adaptive interferometric method of localization of the sound source. II Part. [Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Tkachenko S.A. Realizaciya adaptivnogo interferometricheskogo metoda lokalizacii istochnika zvuka. II Chast']. Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika — Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2020, N. 1. pp. 14–23.
10. Brekhovskikh L.M., Lysanov Yu.P. Theoretical bases of ocean acoustics. [Brekhovskikh L.M., Lysanov Yu.P. Teoreticheskie osnovy akustiki okeana]. Moscow: Nauka, 2007, 370 p.
11. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. V. 27. N. 3. pp. 237–241.

## АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РЛС ПРИ НАЛИЧИИ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

П.А. Трифонов<sup>1</sup>, Н.Н. Ахмад<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е Жуковского и Ю.А. Гагарина» Воронеж, Россия

**Аннотация.** Было подтверждено, что имеется необходимость создания специализированных измерительных радиополигонов для определения отражающих характеристик объектов в типовых задачах одно- и многопозиционной СШП радиолокации. В противном случае решение задач имитации тонкой структуры отраженных сигналов может оказаться достаточно проблематичным.

**Ключевые слова:** гауссовские узкополосные помехи, эффективность радиоподавления, энергетический коэффициент направленного действия, энергетическая эффективная поверхность антенны, сверхширокополосный сигнал, отношение сигнал-шум.

### ANALYSIS OF THE FUNCTIONING EFFICIENCY OF ULTRA WIDEBAND RADARS IN THE PRESENCE OF NOISE INTERFERENCE

P.A. Trifonov<sup>1</sup>, N.N. Ahmad<sup>1</sup>

<sup>1</sup>MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

**Abstract.** It was confirmed that there is a need to create specialized measuring radio ranges for determining the reflecting characteristics of objects in typical tasks of single- and multi-position UWB radar. Otherwise, solving problems of imitating the fine structure of reflected signals can be quite problematic.

**Keywords:** Gaussian narrowband interference, radio suppression efficiency, energy gain, effective antenna surface, ultra-wideband signal, signal-to-noise ratio.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Для оценки эффективности маскирующих помех узкополосным РЭС обычно используется традиционный подход, основанный на формуле противорадиолокации [1, 2], устанавливающей зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала от его мощности, а также от мощности собственных шумов приемника, обычно аппроксимируемых гауссовским белым шумом, и преднамеренных помех при заданном значении уровня ложных тревог –  $\alpha$ . При этом полагается, что амплитуда сигнала РЛС распределена по закону Релея, а фаза – равномерно на интервале  $[0; 2\pi]$ . Применение формулы противорадиолокации для СШПС в ее традиционной форме затруднено вследствие изменения закона распределения амплитуды, а также отсутствия однозначного определения фазы и длины волны.

В [1, 2] исследовано влияние помех на характеристики обнаружения СШПС. В частности, найдены вероятности правильного обнаружения  $P_{обн}$  сигнала с известными параметрами, а также с неизвестным временем прихода при фиксированной вероятности ложной тревоги  $\alpha$ .

С использованием энергетического уравнения радиолокации, характеризующего излучение-прием негармонических радиоволн в канале с рассеянием на лоцируемом объекте [2], выполним необходимое обобщение формулы противорадиолокации для СШПС и рассчитаем характеристики их обнаружения при априори известных информационных параметрах и неизвестном времени прихода на фоне преднамеренных и непреднамеренных помех.

Вероятность правильного обнаружения отраженного лоцируемым объектом СШПС с известными параметрами определяется (1)

$$P_{\text{обн}} = 1 - \Phi \left[ \arcsin \Phi (1 - \alpha) \cdot Q \right], \quad (1)$$

а вероятность правильного обнаружения сигнала с неизвестным временем прихода – выражением:

$$P_{\text{обн} t} = 1 - \Phi \left[ \sqrt{-2 \ln \left( \frac{2 \pi}{\xi} P_{\text{шм}} \right)} \cdot Q \right], \quad (2)$$

где

$$Q^2 = \frac{z^2}{1 + \sigma_{\beta}^2 / z^2}, \quad (3)$$

– отношение сигнал–(помеха+шум) на выходе обнаружителя,

$$z^2 = \frac{2E_c}{N_0} = \frac{P_c}{P_u}, \quad (4)$$

– отношение сигнал-шум,  $\xi = \frac{2 (R_{\max} - R_{\min})}{c \tau}$  – приведенная длина априорного

интервала возможных значений неизвестного времени прихода,  $\tau$  – длительность сигнала,  $R_{\min}$  и  $R_{\max}$  – минимальная и максимальная дальности до цели,  $c$  – скорость света,

$$\sigma_{\beta}^2 = \frac{1}{\pi^2 N_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\xi}(\omega) |S(\omega)|^2 d\omega, \quad (5)$$

– дисперсия шумовой функции,  $\Phi(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\alpha} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$  – интеграл

вероятности,  $E_c = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} |S(\omega)|^2 d\omega$  и  $S(\omega)$  – энергия и спектр СШПС,  $P_c = E_c / \tau$  –

мощность сигнала,

$$P_u = \frac{N_0}{2} \Delta f_{np} = k K_u T_0 \Delta f_{np}, \quad (6)$$

– мощность собственных шумов в полосе пропускания линейной части приемника,  $N_0$  – односторонняя спектральная плотность ГБШ,  $G_\xi(\omega)$  – спектральная плотность мощности преднамеренных помех,  $\omega$  – циклическая частота,  $K_u$ ,  $\Delta f_{np}$  и  $T_0$  – коэффициент шума, полоса пропускания и абсолютная температура приемника,  $k$  – постоянная Больцмана.

Полагая, что сигнал и помеха имеют спектры прямоугольной формы (для упрощения аналитических выкладок), из (4) и (5) получаем

$$\frac{\sigma_\beta^2}{z^2} = \frac{2 \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} G_\xi(\omega) \cdot |S(\omega)|^2 d\omega}{N_0 \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} |S(\omega)|^2 d\omega} = \frac{P_n}{P_u} = \frac{N_n}{N_0}, \quad (7)$$

где

$$P_n = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} G_\xi(\omega) d\omega, \quad (8)$$

– мощность помехи,  $N_n = P_n \Delta T$  – энергия помехи,  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  – нижняя и верхняя частоты сигнала РЛС.

Подставляя (4) и (7) в (3), имеем

$$Q^2 = \frac{P_c}{P_u + P_n} = \frac{2E_c}{N_0 + N_n}, \quad (9)$$

Учитывая зависимость величины  $E_c$  от наклонной дальности «РЛС – цель»  $R_{cu}$ , а  $N_n$  – от расстояния между РЛС и станцией помех  $R_{cn}$  [1, 2], для расчета величины  $Q^2$  введем сферическую систему координат  $(r, \theta, \varphi)$ . Будем полагать, что РЛС расположена в начале системы, при этом координаты цели и станции помех характеризуются радиус-векторами  $\vec{R}_{cu} = (R_{cu}, \theta_0, \varphi_0)$  и  $\vec{R}_{cn} = (R_{cn}, \theta_n, \varphi_n)$ ; углы  $(\theta_0, \varphi_0)$  и  $(\theta_n, \varphi_n)$  определяют направления максимумов излучения РЛС и станции помех.

Энергетическое уравнение излучения-приема негармонических радиоволн в канале с рассеянием на объекте имеет вид [1, 2]

$$E_c = \frac{E_0 G(\theta, \varphi)}{4\pi R_{cu}^2} \cdot \frac{\delta\sigma_0(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0)}{4\pi R_{cn}^2} \cdot A(\theta, \varphi) \frac{K_{nc}}{K_{yc} K_c}, \quad (10)$$

где

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi), \quad (11)$$

– энергетический коэффициент усиления (КУ) антенны РЛС [2, 3],  $\eta$  – коэффициент полезного действия антенны РЛС,  $E_0$  – энергия зондирующего сигнала,

подводимая к антенной системе,  $K_{hc}$  – коэффициент некогерентного накопления,  $K_{yc}$  – коэффициент поляризационных потерь сигнала,  $K_c$  – коэффициент потерь мощности в тракте обработки,

$$A(\theta, \varphi) = \frac{\int_0^\infty \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) \cdot A_\omega(\theta, \varphi, \omega) d\omega}{\int_0^\infty \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) d\omega}, \quad (12)$$

– энергетическая эффективная поверхность антенны,

$$D(\theta, \varphi) = \frac{8\pi \int_0^\infty \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) d\omega}{E_\Sigma} = \frac{8\pi \int_0^\infty \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) d\omega}{\int_0^\infty \frac{\chi_\omega(\theta, \varphi, \omega)}{D_\omega(\theta, \varphi, \omega)} d\omega}, \quad (13)$$

– энергетический коэффициент направленного действия (КНД),

$$\delta\sigma_0(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = \frac{\int_0^\infty \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) \cdot \delta\sigma_\omega(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0, \omega) d\omega}{\int_0^\infty \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) d\omega}, \quad (14)$$

– обобщенная эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) отражающего элемента цели, определяемая пространственной протяженностью СШПС, при этом  $N \cdot \delta\sigma_0 \approx \sigma$ , где  $\sigma$  – ЭПР цели,  $N \approx L/c\tau$ ,  $L$  – размер цели,

$$A_\omega(\theta, \varphi, \omega) = \frac{\pi c^2}{\omega^2} D_\omega(\theta, \varphi, \omega), \quad (15)$$

– парциальная эффективная поверхность антенны на циклической частоте  $\omega$ ,

$$D_\omega(\theta, \varphi, \omega) = \frac{4\pi \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) \sin\theta d\theta d\varphi}, \quad (16)$$

– парциальный КНД антенны РЛС,

$$\chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) = \frac{1}{Z_0} \lim_{r \rightarrow \infty} \left[ r^2 |\dot{E}(r, \theta, \varphi, \omega)|^2 \right], \quad (17)$$

– частотно-угловая плотность энергии излученного поля,

$$E_\Sigma = \frac{1}{2} \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) \sin\theta d\theta d\varphi d\omega, \quad (18)$$

– энергия изотропного излучения,

$$\delta\sigma_\omega(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0, \omega) = \lim_{r \rightarrow \infty} \left[ r^2 \frac{|\dot{E}^s(r, \theta, \varphi, \omega)|^2}{|\dot{E}(r=0, \theta_0, \varphi_0, \omega)|^2} \right], \quad (19)$$

– парциальная ЭПР [2, 3],  $Z_0 = 120\pi$  – волновое сопротивление свободного пространства,  $\dot{E}(r, \theta, \varphi, \omega)$  и  $\dot{E}^s(r, \theta, \varphi, \omega)$  – пространственно-частотное распределение поля, излученного антенной РЛС и рассеянного лоцируемым объектом.

По аналогии с уравнением радиолокации [3] для узкополосных сигналов величина  $E_c$  в (10) пропорциональна плотности потока энергии облучающей волны в месте

расположения цели  $\frac{E_0 G(\theta, \varphi)}{4\pi R_{cu}^2}$  и отношению плотностей потока энергии отраженной и падающей волн  $\frac{\delta\sigma_0(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0)}{4\pi R_{cu}^2}$  у цели.

Коэффициент полезного действия  $\eta$  антенной системы представляет собой отношение излученной энергии  $E_\sum$  к энергии  $E_0$ , поступающей с выхода передатчика [3]. Таким образом, в соответствие с (11) получаем

$$E_0 G(\theta, \varphi) = E_\sum D(\theta, \varphi). \quad (20)$$

В результате подстановки (12) – (14), (18) в (10) обобщенное уравнение радиолокации преобразуется к виду

$$E_c = \frac{1}{2\pi R_{cu}^2} \frac{K_{nc}}{K_{yc} K_c} \cdot \int_0^\infty \chi_\omega(\theta, \varphi, \omega) \cdot \delta\sigma_\omega(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0, \omega) \cdot A_\omega(\theta, \varphi, \omega) d\omega. \quad (21)$$

При использовании узкополосных (квазимохроматических) зондирующих сигналов, спектр которых локализован в окрестности несущей циклической частоты  $\omega = \omega_0$ , плотность потока энергии поля (17), излученного в направлении  $(\theta_0, \varphi_0)$  с учетом усиления в антенне, определяется выражением

$$\chi_\omega(\theta_0, \varphi_0, \omega) = \frac{P_0 \tilde{G}}{4\pi} \cdot \delta(\omega - \omega_0), \quad (22)$$

где  $P_0$  – мощность зондирующего сигнала,  $\tilde{G} \equiv G(\theta_0, \varphi_0) = \eta \tilde{D}$  – КУ антенны РЛС на циклической частоте  $\omega_0$ ,

$$\tilde{D} \equiv D(\theta_0, \varphi_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{D}_\omega(\theta_0, \varphi_0, \omega) \cdot \delta(\omega - \omega_0) d\omega, \quad (23)$$

ее КНД,  $\delta(\omega - \omega_0)$  – дельта-функция,  $\tilde{D}_\omega(\theta, \varphi, \omega)$  – аналитическое представление распределения (16).

Подставляя (15) и (22) в (21), можно получить известное уравнение радиолокации [1, 3] для узкополосных сигналов

$$P_c = \frac{P_0 \tilde{G}}{4\pi R_{cu}^2} \cdot \frac{\tilde{\sigma}_0}{4\pi R_{cu}^2} \cdot \frac{\tilde{G} \lambda^2}{4\pi} \frac{K_{nc}}{K_{yc} K_c}, \quad (24)$$

где

$$\tilde{\sigma}_0 \equiv \tilde{\sigma}_0(\theta, \varphi) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\sigma}_0(\theta, \varphi, \omega) \cdot \delta(\omega - \omega_0) d\omega, \quad (25)$$

– ЭПР цели,  $\tilde{\sigma}_0(\theta, \varphi, \omega)$  – аналитическое представление функции  $\sigma_\omega(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) \approx N \delta \sigma_\omega(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0)$  при моностатической локации,  $\lambda = \frac{2\pi c}{\omega_0}$  – длина излучаемой (принимаемой) волны,  $c$  – скорость света.

Для антенн недисперсионного типа (логопериодических, спиральных), антенн бегущей волны (щелевых, однопроводных), решеток элементарных электрических и магнитных диполей, биконических вибраторов, а также антенных систем с широкополосными симметрирующе-согласующими устройствами [3] имеет место слабая зависимость парциальных характеристик излучения-приема от частоты сигнала. В частности, как показано в [3], отклонение КНД логопериодической антенны с полосковым согласующим устройством от среднего значения в диапазоне частот с

относительной шириной  $\mu = \frac{\Omega_2 - \Omega_1}{\Omega_2 + \Omega_1} \approx 0,25$  не превышает 0,5 дБ. Согласно

приведенным в [1] экспериментальным данным, КУ щелевой антенны бегущей волны с экспоненциально расширяющейся щелью при использовании согласующего полоскового трансформатора в полосе частот с показателем  $\mu = 0,33$  изменяется в пределах 3 дБ.

Применительно к малоразмерным целям и объектам с малоотражающими формами, являющихся типовыми для наблюдения СШП РЛС [50], парциальные ЭПР в полосе пропускания приемника, как правило, также изменяются незначительно. В частности, согласно [2], ЭПР сферы радиуса  $a_0 \geq \frac{4\pi c}{\Omega_1}$  практически не зависит от

частоты, а ЭПР уголковых отражателей с треугольными и квадратными гранями в полосе сигнала шириной  $\Delta f = \frac{\Omega_2 - \Omega_1}{2\pi} = 500$  МГц, что соответствует определению

сверхширокополосности [2], с центральной частотой  $f_0 = \frac{\Omega_2 + \Omega_1}{4\pi} = 5...10$  ГГц

изменяется не более, чем на 0,5...0,9 дБ.

В этих случаях при прогнозируемой погрешности оценки энергии  $E_c$  на уровне 2,5...3,9 дБ распределения  $\delta \sigma_\omega(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0, \omega)$ ,  $D_\omega(\theta, \varphi, \omega)$  и  $A_\omega(\theta, \varphi, \omega)$  могут быть приближенно заменены усредненными значениями  $\delta \hat{\sigma}_\omega(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0, \omega) \equiv \delta \hat{\sigma}_\omega(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0, \omega)$ ,  $\hat{D}_\omega(\theta_0, \varphi_0, \omega) \equiv \hat{D}_\omega$  и

$$A_\omega(\theta, \varphi, \omega) \equiv \hat{A}_\omega = \frac{\hat{D}_\omega}{4\pi} (c \tau)^2. \quad (26)$$

В результате замены парциальных ЭПР и эффективной площади антенны РЛС усредненными значениями с учетом (26) энергетическое уравнение (21) для СШПС преобразуется к приближенному виду

$$E_c \cong \frac{E_0}{4\pi R_{cu}^2} \cdot \frac{\delta \hat{\sigma}_0}{4\pi R_{cu}^2} \cdot \frac{\hat{G}(c\tau)^2}{4\pi} \cdot \frac{K_{hc}}{K_{yc} K_c}. \quad (27)$$

где  $\hat{G} \equiv G(\theta_c, \varphi_0) = \eta \hat{D}_{\omega}$ .

Энергия помехи на входе приемника РЛС определяется как произведение эффективной площади приемной антенны на плотность потока энергии в месте ее расположения и отношения полосы пропускания приемника  $\Delta f_{np}$  к ширине спектра помехи  $\Delta F$  [2]. В предположении прямоугольной аппроксимации спектра помехи ее энергия в пределах полосы пропускания линейной части приемника РЛС определяется следующим образом [2, 3]:

$$N_n = \frac{N_{n0} G_n(\theta_n, \varphi_n) \Psi}{4\pi R_{cn}^2} \cdot A(\theta, \varphi) \cdot \frac{\Delta f_{np}}{\Delta F}, \quad (28)$$

где  $N_{n0}$  – энергия, поступающая от передатчика помех,  $G_n(\theta, \varphi)$  – энергетический КУ антенны станции помех,  $\Psi$  – коэффициент, учитывающий несовпадение рабочих поляризаций РЛС и станции помех.

По аналогии с (21) из (28) получаем энергетическое уравнение передачи-приема помехи

$$N_n = \frac{2 \Psi}{R_{cn}^2} \cdot \frac{\Delta f_{np}}{\Delta F} \cdot \int_0^\infty \chi_{\omega_n}(\theta, \varphi, \omega) \cdot A_\omega(\theta, \varphi, \omega) d\omega, \quad (29)$$

где  $\chi_{\omega_n}(\theta, \varphi, \omega)$  – частотно-угловая плотность энергии помехи, которая может быть вычислена с использованием (17) при замене  $\dot{E}(r, \theta, \varphi, \omega)$  частотно-угловым распределение мешающего излучения.

Для квазимохроматических помех, которые могут быть аппроксимированы гармоническими колебаниями с несущей частотой  $\omega_0$

$$\chi_{\omega_n}(\theta_n, \varphi_n, \omega) \cong \frac{P_{n0}}{4\pi} \cdot \frac{\tilde{G}_n}{\Delta F} \cdot \frac{\Delta f_{np}}{\Delta F} \cdot \delta(\omega - \omega_0), \quad (30)$$

где  $\tilde{G}_n \equiv G_n(\theta_n, \varphi_n) = \eta_n \tilde{D}_n(\theta_n, \varphi_n)$  – КУ антенны станции помех,  $P_{n0}$  – мощность помехи, подводимая к передатчику,  $\eta_n$  и  $\tilde{D}_n(\theta_n, \varphi_n) \equiv \tilde{D}_n$  – коэффициент полезного действия и КНД антенны. Величина  $\tilde{D}_n$  может быть вычислена аналогично (13) и (23) при замене  $\chi_\omega(\theta, \varphi, \omega)$  на  $\chi_{\omega_n}(\theta, \varphi, \omega)$ .

Подставляя (30) в (29) и учитывая, что энергия гармонических колебаний равна их мощности за период  $P_\Pi$ , получаем

$$P_n = \frac{P_{n0} \tilde{G}_n(\theta_n, \varphi_n) \Psi}{4\pi R_{cn}^2} \cdot \frac{\tilde{G}_{\max} K(\Delta\theta, \Delta\varphi) \times (c\tau)^2}{4\pi} \cdot \frac{\Delta f_{np}}{\Delta F}, \quad (31)$$

где  $G_{\max} = \max_{\theta, \varphi} \tilde{G}(\theta, \varphi, \theta_n, \varphi_n)$ ,  $K(\Delta\theta, \Delta\varphi)$  – показатель относительного ослабления КУ антенны РЛС в направлении на станцию помех,  $\Delta\theta = \theta - \theta_n$ ,  $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_n$ .

Для узкополосных помех, в полосе которых распределение  $A_{\omega}(\theta, \varphi, \omega)$  можно считать равномерным, уравнение (29) представимо в известном виде [2]

$$N_n = \frac{N_{n0} \hat{G}_n \Psi}{4\pi R_{cn}^2} \cdot \frac{G_{\max} K(\Delta\theta, \Delta\varphi) \times \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{\Delta f_{np}}{\Delta F}, \quad (32)$$

где  $\hat{G}_n = \tilde{G}_n$  – КУ антенны станции помех.

Конкретизируем полученные выражения для оценки эффективности создания маскирующих помех типовым СШП РЛС. Для этого сначала рассмотрим ОСШ (9) при отсутствии активных помех. Используя (10) и полагая для простоты, что потери в тракте обработки и поляризационные потери отсутствуют ( $K_{yc} = K_c = 1$ ), для (9) имеем

$$Q^2 = \frac{2E_c}{N_0} = (4\pi)^{-3} \frac{2P_0 \tilde{G}^2(c\tau)^2 \delta\sigma K_{hc}}{R_{cu}^4 v \Delta f_{np}}, \quad (33)$$

где  $v = kK_u T_0$ ,  $K_{hc} \cong \sqrt{\Delta f_{np}} \cong \sqrt{T_{nn}/\tau}$ ,  $T_{nn}$  – время последетекторного накопления.

При n импульсах выражение (33) можно переписать в виде

$$Q^2 = \frac{2E_c^{(n)}}{N_0} = (4\pi)^{-3} \frac{2P_0 n \tilde{G}^2(c\tau)^2 \delta\sigma K_{hc}}{R_{cu}^4 v}, \quad (34)$$

или через среднюю мощность

$$Q^2 = \frac{2E_c^{(n)}}{N_0} = (4\pi)^{-3} \frac{2P_{cp} n T_n \tilde{G}^2(c\tau)^2 \delta\sigma K_{hc}}{R_{cu}^4 v} = (4\pi)^{-3} \frac{2P_{cp} \Delta T \tilde{G}^2(c\tau)^2 \delta\sigma K_{hc}}{R_{cu}^4 v}, \quad (35)$$

где  $\Delta T = nT_n$ ,  $T_n$  – период повторения импульсов.

Если помеха действует в течение всего времени наблюдения  $\Delta T$ , то её энергию  $N_n$  можно представить как

$$N_n = \frac{P_{n0} \tilde{G}_n \tilde{G} \Delta T (c\tau_u)^2}{(4\pi)^2 R_{cn}^2} \left( \frac{\Delta F}{\Delta f_{np}} \right). \quad (36)$$

Тогда результирующее выражение для ОСШ имеет вид

$$Q^2 = (4\pi)^{-3} \frac{2P_{cp} \Delta T \tilde{G}^2(c\tau_u)^2 \delta\sigma K_{hc}}{R_{cu}^2 \left[ v + \frac{P_n \tilde{G}_n \tilde{G} (c\tau_u)^2}{(4\pi)^2 R_{cn}^2} \left( \frac{\Delta f_{np}}{\Delta F} \right) \Delta T \right]}. \quad (37)$$

Положим, что энергия преднамеренной помехи значительно превосходит энергию ГБШ, то есть величиной  $v$  можно пренебречь. В случае пространственного совмещения передатчика помех и цели (случай самоприкрытия), (37) перепишется как

$$Q^2 = (2\pi)^{-1} \frac{P_{cp} \tilde{G} \delta \sigma K_{hc}}{P_{n0} \tilde{G}_n R_{cu}^2} \left( \frac{\Delta f_{np}}{\Delta F} \right). \quad (38)$$

В случае постановки помех из зоны, когда  $R_{cu} \neq R_{cn}$ , получаем

$$Q^2 = (2\pi)^{-1} \frac{P_{cp} \tilde{G} \sigma R_{cn}^2 K_{hc}}{P_{n0} \tilde{G}_n R_{cu}^4} \left( \frac{\Delta f_{np}}{\Delta F} \right). \quad (39)$$

Рассмотрим в качестве примера возможность радиоподавления СШП РЛС большой мощности. Для этого, используя формулы (1), (2), (38), (39), определим требуемое значение энергопотенциала передатчика помех  $P_{n0} \tilde{G}_n$ , при котором обеспечивается  $\alpha = 10^{-4}$  и  $P_{obn} = 0,2$ . Предположим, что создание активных помех может осуществляться как в режиме самоприкрытия, так и в режиме создания помех из вынесенных точек пространства. Положим, что длительность импульса РЛС  $\tau = 1$  нс,  $P_{cp} = 5 \cdot 10^3$  Вт,  $G = 10^3$ ,  $\Delta F = 2$  ГГц,  $K_{hc} = 3$ . Подавление осуществляется по главному лепестку диаграммы направленности антенны СШП РЛС. Будем считать, что ЭПР прикрываемых целей  $\sigma = 1, 10, 50 \text{ м}^2$ .

На рис. 1 представлены зависимости энергопотенциала передатчика помех ( $P_{n0} \tilde{G}_n$ ) от дальности до цели при известном времени прихода сигнала. Кривая 1 соответствует цели с ЭПР  $\sigma = 1 \text{ м}^2$ , кривая 2 –  $\sigma = 10 \text{ м}^2$ , кривая 3 –  $\sigma = 50 \text{ м}^2$ .

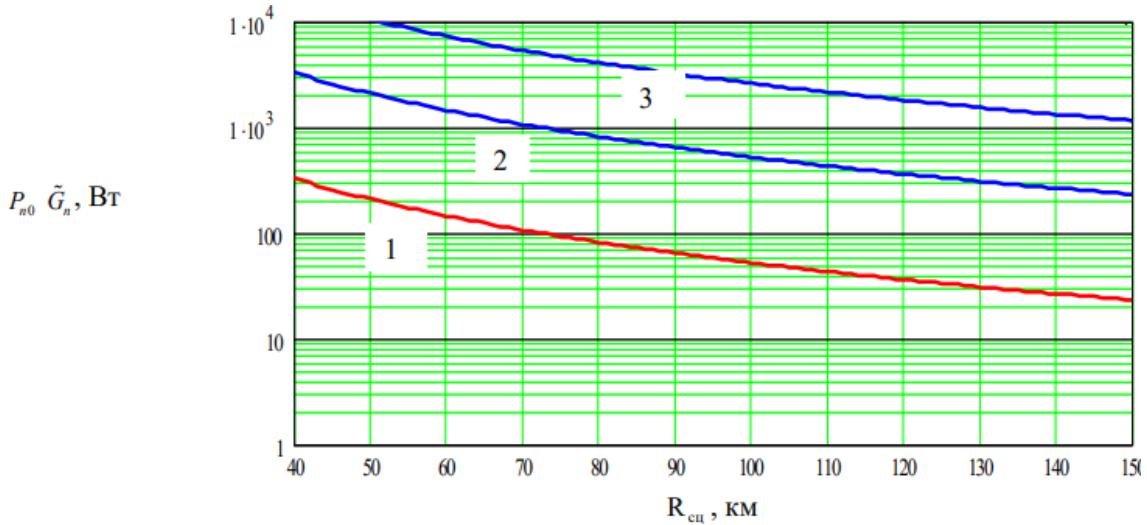


Рис. 1. Представлены зависимости энергопотенциала передатчика помех ( $P_{n0} \tilde{G}_n$ ) от дальности до цели при известном времени прихода сигнала

На Рис. 2. представлены аналогичные зависимости при неизвестном времени прихода сигнала.

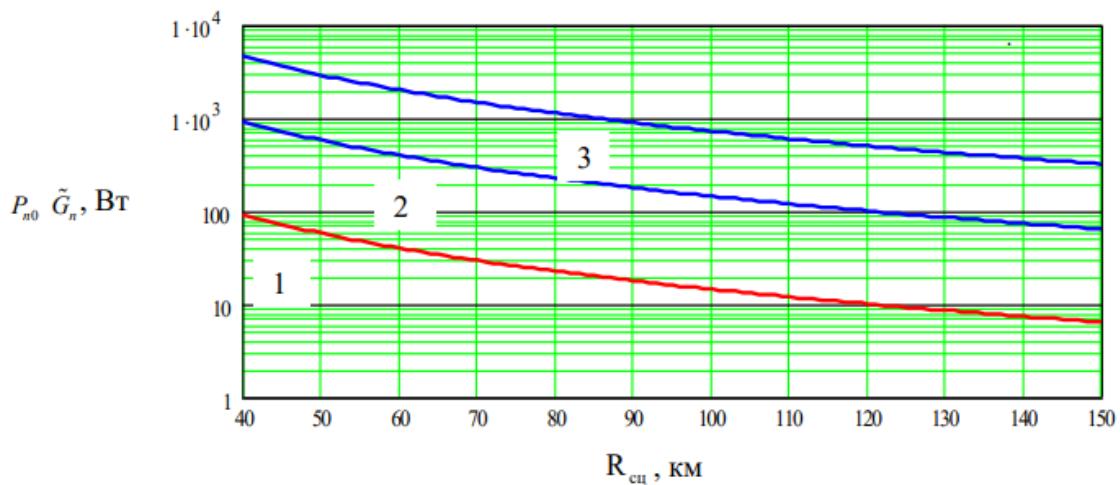


Рис. 2. Представлены аналогичные зависимости при неизвестном времени прихода сигнала

Анализируя рис. 1, 2, видно, что энергетический потенциал станции помех для выбранных объектов находится в пределах (100 – 5000) Вт при радиоподавлении по главному лепестку направленности антенны РЛС. Несложно убедиться, что примерно такие же значения энергопотенциала будут иметь место и при радиоподавлении узкополосных РЛС со средней мощностью излучения около 5 кВт.

Рассмотрим режим создания помех из зон. Предположим, что характеристики РЛС остаются такими же, а расстояние до постановщика помех составляет 200 км.

На Рис. 3 и 4 представлены зависимости энергопотенциала передатчика помех от дальности до цели при известном и неизвестном времени прихода сигнала.

Как и следовало ожидать, требуемое значение энергетического потенциала несколько возрастает, что связано с увеличением расстояния между РЛС и станцией помех.

В таблице 1 представлены требуемые значения энергопотенциалов передатчика помех для целей с различными ЭПР, обеспечивающих  $P_{o\bar{o}h} \leq 0.2$  на дальности более 50 км.

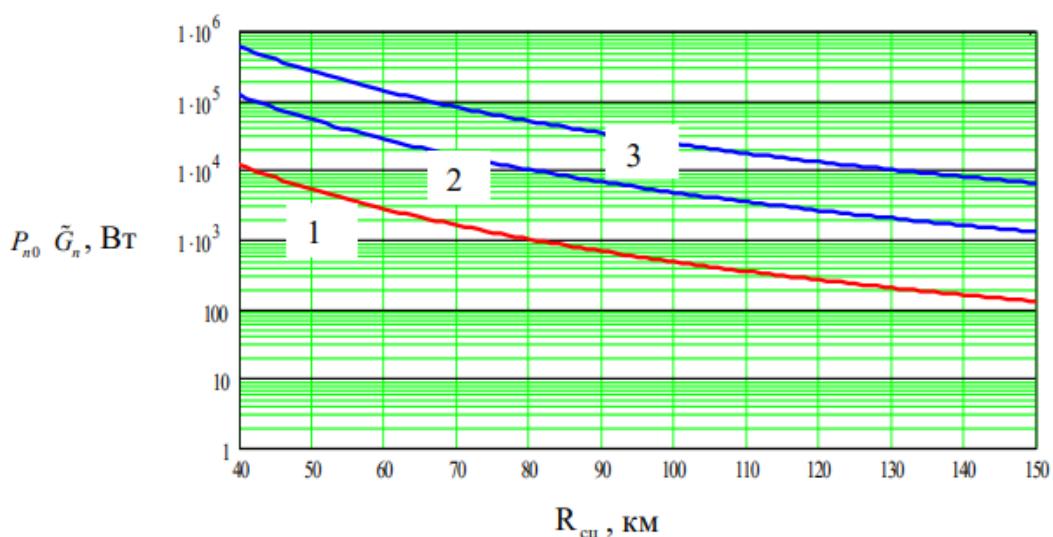


Рис. 3. Представлены зависимости энергопотенциала передатчика помех от дальности до цели при известном времени прихода сигнала

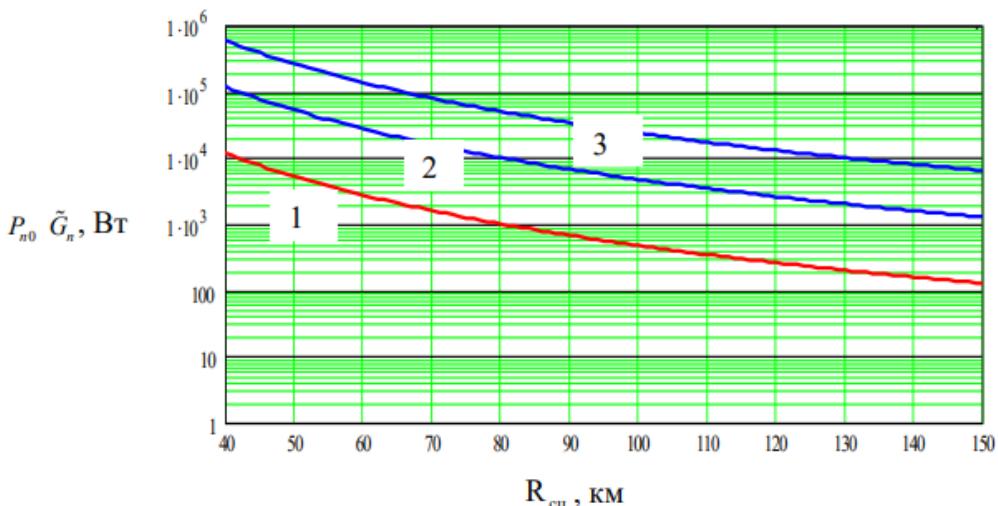


Рис. 4. Представлены зависимости энергопотенциала передатчика помех от дальности до цели при неизвестном времени прихода сигнала

Таблица 1. Требуемые энергопотенциалы передатчика помех для СШП РЛС большой мощности

ЭПР цели $\sigma$ , $\text{м}^2$	Энергопотенциал передатчика помех ( $P_{n0} \tilde{G}_n$ , Вт)			
	Режим самоприкрытия		Режим создания помех из зон	
	при известном времени прихода сигнала	при неизвестном времени прихода сигнала	при известном времени прихода сигнала	при неизвестном времени прихода сигнала
1	$2 \cdot 10^2$	80	$4 \cdot 10^3$	$1,2 \cdot 10^3$
10	$2 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^2$	$4 \cdot 10^4$	$1,2 \cdot 10^4$
50	$1 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^5$	$7 \cdot 10^4$

Рассмотрим далее возможности радиоподавления СШП РЛС малой мощности. Предположим, что создание активных помех осуществляется в режиме самоприкрытия ( $R_{cn} = R_{cu}$ ), а  $P_{cp} \tilde{G} = 24$  Вт,  $\tau = 2$  нс,  $K_{nc} = 3$ ,  $\Delta F = 4$  ГГц. Подавление осуществляется по главному лепестку диаграммы направленности антенны СШП РЛС, то есть  $K(\Delta\theta, \Delta\phi) = 1$ .

Несложно убедиться, что при известном времени прихода сигнала требуемая вероятность обнаружения сигнала РЛС  $P_{obn} \leq 0.2$  обеспечивается на расстоянии РЛС–цель более 1 км при использовании передатчика помех с энергопотенциалом примерно 10 Вт для цели с ЭПР  $\sigma = 1 \text{ м}^2$ ; для цели с ЭПР  $\sigma = 5 \text{ м}^2$  необходим энергопотенциал передатчика помех примерно 50 Вт. При неизвестном времени прихода сигнала на расстоянии РЛС–цель более 1 км энергопотенциал передатчика помех должен быть примерно 6 Вт для цели с ЭПР  $\sigma = 1 \text{ м}^2$ , а для цели с ЭПР  $\sigma = 5 \text{ м}^2$  необходим энергопотенциал примерно 30 Вт.

Таким образом, при радиоподавлении СШП РЛС преднамеренными шумовыми помехами, согласованными по ширине спектра с зондирующими сигналом (аналог прицельной по частоте помехи для РЛС с узкополосными сигналами), не следует ожидать серьезного увеличения требований к мощности станций помех. При

уменьшении длительности зондирующего сигнала в сотни–десятки тысяч раз для сохранения на выходе приемника требуемого отношения сигнал–помеха в РЛС должна быть пропорциональна увеличена мощность излучения. Но даже при весьма значительном увеличении пиковой мощности энергия излучения остается примерно такой же, как для соответствующих по назначению РЛС с узкополосными сигналами. Поэтому известные закономерности, присущие радиоподавлению традиционных образцов РЛС [1, 3], остаются в силе. Основные трудности организации эффективного радиоподавления, по-видимому, могут быть связаны с осуществлением радиотехнической разведки СШПС, которые имеют малую длительность и, как следствие, повышенную скрытность.

Действительно, согласно [3], отношение сигнал–шум на входе разведприёмыника прямо пропорционально средней мощности зондирующего сигнала и обратно пропорционально полосе частот, в которой ведется разведка. При сопоставимой с узкополосными РЛС средней мощности полоса частот возрастает на несколько порядков, что может привести к ухудшению качества разведки, особенно при измерении информационных параметров сигналов в процессе их первичной обработки.

Создание имитирующих помех СШП РЛС при условии примерного равенства мощности помехи и отраженного от цели сигнала связано с воспроизведением тонкой структуры, учитывающей соотношение размера объекта и длительности сигнала. Если традиционно цель рассматривалась как точечная и характеризовалась интегральным значением ЭПР, то применительно к СШПС возникает необходимость моделирования дифференциальных распределений ЭПР. Следует отметить, что в направлении исследования радиолокационных характеристик различных классов целей объем выполненных работ пока вряд ли можно признать достаточным, хотя отдельные теоретические и экспериментальные результаты заслуживают внимания [например, 2, 3 и др.]. По-видимому, имеется необходимость создания специализированных измерительных радиополигонов для определения отражающих хаактеристик объектов в типовых задачах одно– и многопозиционной СШП радиолокации. В противном случае решение задач имитации тонкой структуры отраженных сигналов может оказаться достаточно проблематичным.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Иммореев И.Я. Сверхширокополосная локация: основные особенности и отличия от традиционной радиолокации // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т.2. №1. С. 81–88.
2. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Сов.радио, 1978.- 296 с.
3. Радзивский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех М.: Радиотехника, 2009. – 286 с.

## REFERENCES

1. Immoreev I.Ya. Ultra-wideband location: main features and differences from traditional radar // Electromagnetic waves and electronic systems. 1997. Vol.2. # 1. S. 81–88.
2. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Estimation of signal parameters against the background of interference. - Moscow: Sov.radio, 1978.- 296 p.
3. Radzievsky V.G., Trifonov P.A. Processing of ultra-wideband signals and interference M : Radiotekhnika, 2009. - 286 p.

## АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков, Ю. Э. Корчагин

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе описана общая схема измерительной линии, предназначенной для исследования диэлектрических свойств материала. Была построена теоретическая модель подобной волноводной линии, предназначенной для экспериментального исследования различных диэлектрических образцов. Учтены эффекты, возникающие при отражении электромагнитных волн от краёв установленного в волноводный тракт диэлектрического фрагмента. В результате теоретического анализа получены аналитические формулы, выражающие основные параметры, доступные для экспериментального измерения – абсолютные величины волновых параметров рассеяния.

**Ключевые слова:** измерительная волноводная линия; оценка параметров вещества; диэлектрик; 3D-печать.

## ANALYTICAL MODEL OF A MEASURING WAVEGUIDE LINE FOR EVALUATING THE ELECTROPHYSICAL PARAMETERS OF DIELECTRIC MATERIALS

A. M. Bobreshov, A. A. Kononov, K. V. Smuseva, G. K. Uskov, Y. E. Korchagin

Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The paper describes the general scheme of a measuring line designed to study the dielectric properties of a material. A theoretical model was constructed for such a waveguide line designed for the experimental study of various dielectric samples. The effects arising from the reflection of electromagnetic waves from the edges of the dielectric fragment installed in the waveguide path are taken into account. As a result of the theoretical analysis, analytical formulas are obtained that express the main parameters available for experimental measurement – the absolute values of the wave scattering parameters.

**Keywords:** measuring waveguide line; evaluation of the parameters of a material; dielectric; 3D printing.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В классической технике сверхвысоких частот (СВЧ) традиционно основное внимание уделяется изучению распространения электромагнитных волн в вакууме (построенные при этом теоретические модели применяются на практике для описания передающих систем с воздушным заполнением). Тем не менее, в настоящее время приобрело актуальность и рассмотрение процессов в диэлектрической среде. Так, например, при работе со сверхширокополосными импульсными сигналами применяются линзовье антенны, в связи с чем возникает вопрос о методах определения параметров диэлектрика, используемого в качестве рабочего вещества для изготовления линзовой антенны (которое может осуществляться при помощи активно развивающихся технологий аддитивного производства, или 3D-печати [1-3]). Поскольку часто подобные задачи решаются с применением численных алгоритмов оптимизации, построение

базовой теоретической модели передачи сверхвысокочастотных сигналов в волноводном тракте с диэлектрическим заполнением может помочь упростить и сократить необходимые вычисления.

## 2. ИСХОДНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ И МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АППАРАТ

Будем рассматривать электромагнитное поле, распространяющееся в прямом металлическом волноводе, обладающем поперечным сечением в форме прямоугольника и заполненном интересующей нас диэлектрической средой, которую предполагаем идеальной (свободные заряды отсутствуют), а также однородной и изотропной.

Как известно, процесс распространения электромагнитных волн в передающей линии удобно описывать с помощью матричного формализма, используя так называемые параметры рассеяния. Опишем необходимые для дальнейшего изложения основы этой методики (более подробное изложение можно найти, например, в источниках [4, 5]). Согласно указанному методу, любой участок линии передачи представляется как четырёхполюсник (рисунок 1); при этом комплексные амплитуды нормированных напряжений падающих и отражённых волн между собой связаны посредством матрицы  $S$ -параметров (волновой матрицы рассеяния):

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = S \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \quad S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \end{cases} \quad (1)$$

где  $b_i$  – амплитуды отражённых волн,  $a_i$  – амплитуды падающих волн.

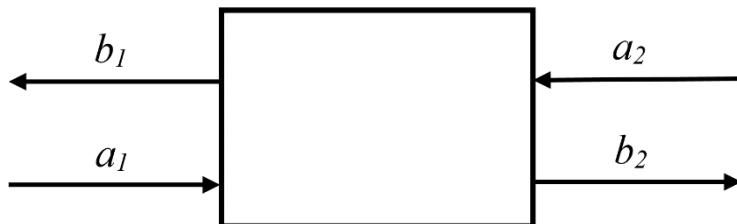


Рис. 1. Схема СВЧ-четырёхполюсника

Альтернативный способ – применение  $T$ -параметров (составляющих *волновую матрицу передачи*), которые можно определить, например, так:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = T \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}, \quad T = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{cases} b_1 = T_{11}a_2 + T_{12}b_2, \\ a_1 = T_{21}a_2 + T_{22}b_2. \end{cases} \quad (2)$$

Они удобны тем, что связывают амплитуды волн по разные стороны блока, следовательно, если при каскадном соединении нескольких передающих систем для получения  $T$ -параметров всей линии достаточно перемножить матрицы, описывающие отдельные её участки (как будет видно далее, это свойство сыграет существенно важную роль в настоящем исследовании); в то же время  $S$ -параметры доступны для непосредственного экспериментального измерения, так как связывают «входные» и «выходные» сигналы.

Данные два способа описания полностью эквивалентны друг другу. Так, зная  $S$ -параметры, можно перейти к  $T$ -параметрам по следующим формулам [6]:

$$T_{11} = \frac{-\det(S)}{S_{21}}; T_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}}; T_{21} = \frac{-S_{22}}{S_{21}}; T_{22} = \frac{1}{S_{21}}, \quad (3)$$

где  $\det(S)$  – определитель матрицы S.

Соотношения для обратного перехода имеют аналогичный вид [6]:

$$S_{11} = \frac{T_{12}}{T_{22}}; S_{12} = \frac{\det(T)}{T_{22}}; S_{21} = \frac{1}{T_{22}}; S_{22} = \frac{-T_{21}}{T_{22}}. \quad (4)$$

Получим теперь матрицы рассеяния для двух базовых элементов линий передачи. Рассмотрим сначала идеальный однородный участок линии передачи, по которому волна распространяется без отражения, то есть каждая из прошедших волн определяется только падающей волной, распространяющейся в ту же сторону; при этом мы будем предполагать участок симметричным, а именно считать, что вносимое им изменение комплексной амплитуды волны одинаково для обоих возможных направлений её распространения. Для определённости предположим, что длина рассматриваемого участка равна  $\Delta l$ , как показано на рисунке 2.

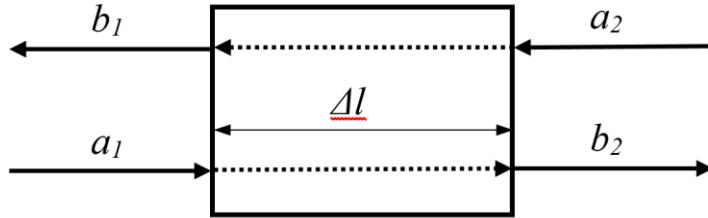


Рис. 2. Идеальный участок линии передачи

Если обозначить экспоненциальный показатель затухания амплитуды в данном участке  $\alpha \cdot \Delta l = A$ , а сдвиг фазы при прохождении участка  $\beta \cdot \Delta l = Q$ , то матрица S-параметров запишется следующим образом (ср. [7]):

$$\begin{cases} b_1 = a_2 e^{-\alpha \Delta l} e^{-j\beta \Delta l} \\ b_2 = a_1 e^{-\alpha \Delta l} e^{-j\beta \Delta l} \end{cases} \Rightarrow S_{\leftarrow} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-jQ-A} \\ e^{-jQ-A} & 0 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

По формулам (3) несложно перейти к T-параметрам

$$T_{\leftarrow} = \begin{pmatrix} e^{-jQ-A} & 0 \\ 0 & e^{jQ+A} \end{pmatrix} \quad (6)$$

и заметить, что определитель получившейся T-матрицы равен 1.

Рассмотрим теперь *идеальную неоднородность*: участок пренебрежимо малой длины, отражающий и пропускающий волны симметрично в обоих направлениях, характеризующийся отсутствием энергетических потерь, соединяющий участки линии передачи с эквивалентными волновыми сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$ . Пусть снова ненулевым является только один из падающих сигналов, а именно  $a_1$ . Поскольку из (1) ясно, что  $S_{11}$  играет роль коэффициента отражения от неоднородности, воспользуемся известным выражением для него [7]:

$$S_{11} = S_{11}(R_1, R_2) = \frac{R_2 - R_1}{R_2 + R_1}. \quad (7)$$

Коэффициент прохождения ( $S_{21}$ ) для того же сигнала определяется из закона сохранения энергии сигнала  $a_1$  (точнее, мощности, пропорциональной квадрату модуля амплитуды), приводящего к соотношению

$$|a_1|^2 = |b_1|^2 + |b_2|^2 = |a_1|^2(S_{11}^2 + S_{21}^2) \Rightarrow S_{11}^2 + S_{21}^2 = 1. \quad (8)$$

Пренебрегая влиянием отражения на фазу, в результате элементарных преобразований из (8) и (7) получаем

$$S_{21} = S_{21}(R_1, R_2) = \frac{2\sqrt{R_1 R_2}}{R_2 + R_1}. \quad (9)$$

Оставшиеся два  $S$ -параметра определяются из симметрии, так как являются коэффициентами отражения и прохождения для сигнала, распространяющегося в противоположном направлении, следовательно, достаточно переставить волновые сопротивления в соответствующих формулах. В итоге

$$S_{\leftrightarrow} = \frac{1}{R_2 + R_1} \begin{pmatrix} R_2 - R_1 & 2\sqrt{R_1 R_2} \\ 2\sqrt{R_1 R_2} & R_1 - R_2 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Это, разумеется, определяет и  $T$ -параметры (по формулам перехода):

$$T_{\leftrightarrow} = \frac{1}{2\sqrt{R_1 R_2}} \begin{pmatrix} R_2 + R_1 & R_2 - R_1 \\ R_2 - R_1 & R_2 + R_1 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Непосредственным вычислением несложно проверить, что определитель  $T$ -матрицы снова оказывается равным 1. Это свойство определителей  $T$ -матриц рассмотренных элементарных участков будет использовано далее при выводе основного результата.

### 3. МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЛИНИИ

Изготовление волновода, сразу полностью заполненного диэлектрической средой, невыгодно и неудобно. Больший практический интерес представляет другая схема: сплошной образец из диэлектрика, изготовленный по методу 3D-печати и имеющий форму прямоугольного параллелепипеда, устанавливается внутрь волновода (разумеется, при этом необходимо обеспечить высокую точность совпадения геометрических размеров). Далее с двух сторон волноводный тракт посредством коаксиально-волноводных переходов подключается к сверхвысокочастотному анализатору цепей для экспериментальных измерений. При этом края упомянутого образца представляют собой скачки волнового сопротивления, что оказывает существенное влияние на процесс распространения электромагнитных волн. Также очевидна определённая универсальность данной системы поскольку можно использовать сменное диэлектрическое заполнение, то есть исследовать образцы, имеющие различные электрофизические свойства и/или разные продольные геометрические размеры. С учётом всего вышесказанного, измерительная линия может быть представлена в виде схемы, показанной на рисунке 3.

Такое разделение на участки делает удобным применение матричной техники описания передающих линий, что позволяет избежать необходимости непосредственно решать уравнения Maxwella для различных фрагментов. Пусть  $L$  – общая длина волноводного тракта, а  $L_2$  – длина образца, изготовленного из интересующего нас

диэлектрического материала. Тогда, очевидно, оставшаяся часть волновода – заполненная воздухом – имеет длину  $L_1 = L - L_2$ .

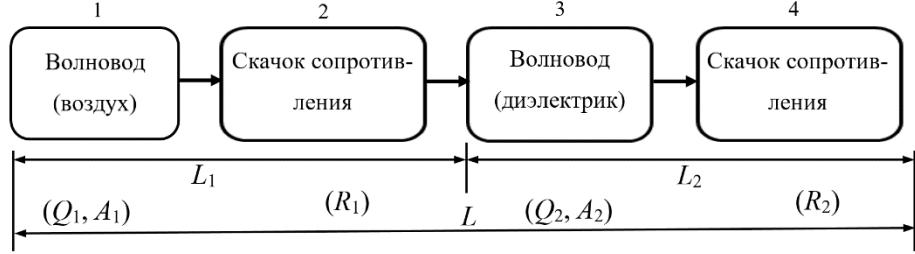


Рис. 3. Схема измерительной линии

Блоки 1 и 3 описываются с помощью волновых матриц (5)-(6) для идеального участка линии передачи:

$$T_1 = \begin{pmatrix} e^{-jQ_1-A_1} & 0 \\ 0 & e^{jQ_1+A_1} \end{pmatrix}, \quad T_3 = \begin{pmatrix} e^{-jQ_2-A_2} & 0 \\ 0 & e^{jQ_2+A_2} \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Напоминаем, что  $Q_i$  и  $A_i$  – сдвиг фазы и показатель затухания, в данном случае – возникающие при прохождении  $i$ -го участка ( $i = 1; 3$ ). Численные значения этих величин определяются [8] характеристиками конкретной экспериментальной установки (здесь, вообще говоря, должны учитываться, в том числе, такие параметры, как диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь в испытуемом образце, изготовленном из диэлектрика, геометрические размеры используемого волновода, а также магнитная проницаемость и удельная проводимость материала его металлических стенок).

Блоки 2 и 4 описываются матрицами (10)-(11) для идеального отражения от неоднородности (границы образца из диэлектрика):

$$T_2 = \frac{1}{2\sqrt{R_1 R_2}} \begin{pmatrix} R_2 + R_1 & R_2 - R_1 \\ R_2 - R_1 & R_2 + R_1 \end{pmatrix}, \quad T_4 = \frac{1}{2\sqrt{R_1 R_2}} \begin{pmatrix} R_2 + R_1 & R_1 - R_2 \\ R_1 - R_2 & R_2 + R_1 \end{pmatrix}, \quad (13)$$

где  $R_i$  – эквивалентное волновое сопротивление  $i$ -го участка ( $i = 2; 4$ ).

В силу указанной выше особенности  $T$ -матриц, чтобы получить описание всего «каскада» блоков 1-4, достаточно перемножить матрицы участков:

$$T = T_1 T_2 T_3 T_4. \quad (14)$$

Сразу заметим, что по известному из линейной алгебры свойству определителей

$$\det(T) = \det(T_1) \cdot \det(T_2) \cdot \det(T_3) \cdot \det(T_4) = 1 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 1 = 1. \quad (15)$$

Выполняя матричное умножение (14), можно получить явный вид всех компонент матрицы  $T$ -параметров:

$$T_{11} = \frac{(R_2 + R_1)^2 e^{-j(Q_1+Q_2)-(A_1+A_2)} - (R_2 - R_1)^2 e^{j(Q_2-Q_1)+(A_2-A_1)}}{4R_1 R_2}; \quad (16)$$

$$T_{21} = \frac{(R_2^2 - R_1^2)(e^{j(Q_1-Q_2)+(A_1-A_2)} - e^{j(Q_1+Q_2)+(A_1+A_2)})}{4R_1 R_2}; \quad (17)$$

$$T_{12} = \frac{(R_1^2 - R_2^2)(e^{-j(Q_1+Q_2)-(A_1+A_2)} - e^{j(Q_2-Q_1)+(A_2-A_1)})}{4R_1 R_2}; \quad (18)$$

$$T_{22} = \frac{(R_2 + R_1)^2 e^{j(Q_1+Q_2)+(A_1+A_2)} - (R_2 - R_1)^2 e^{j(Q_1-Q_2)+(A_1-A_2)}}{4R_1 R_2}. \quad (19)$$

С учётом соотношения (15), избавляющего от необходимости непосредственно вычислять определитель итоговой  $T$ -матрицы, можно на основе (4) записать частный случай формул перехода к  $S$ -параметрам:

$$S_{21} = \frac{1}{T_{22}}; \quad S_{12} = S_{21}; \quad S_{11} = \frac{T_{12}}{T_{22}} = T_{12} S_{21}; \quad S_{22} = \frac{-T_{21}}{T_{22}} = -T_{21} S_{21}. \quad (20)$$

Подставляя (16)-(19) в (20) и используя известные тригонометрические тождества, приходим к окончательному результату:

$$|S_{21}| = |S_{12}| = \frac{4R_1 R_2 e^{-A_1}}{\sqrt{(R_2+R_1)^4 e^{2A_2} + (R_2-R_1)^4 e^{-2A_2} - 2(R_2^2 - R_1^2)^2 \cos 2Q_2}}; \quad (21)$$

$$|S_{11}| = \frac{|R_1^2 - R_2^2| e^{-2A_1} \sqrt{2(\operatorname{ch} 2A_2 - \cos 2Q_2)}}{\sqrt{(R_2+R_1)^4 e^{2A_2} + (R_2-R_1)^4 e^{-2A_2} - 2(R_2^2 - R_1^2)^2 \cos 2Q_2}}; \quad (22)$$

$$|S_{22}| = \frac{|R_1^2 - R_2^2| \sqrt{2(\operatorname{ch} 2A_2 - \cos 2Q_2)}}{\sqrt{(R_2+R_1)^4 e^{2A_2} + (R_2-R_1)^4 e^{-2A_2} - 2(R_2^2 - R_1^2)^2 \cos 2Q_2}}. \quad (23)$$

Эти формулы позволяют осуществить вычисление амплитудно-частотных характеристик измерительной линии; затем на основе сравнения их с результатами эксперимента может быть определена диэлектрическая проницаемость исследуемого материала.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе была описана общая схема измерительной линии, предназначенной для исследования диэлектрических свойств материала. Была построена теоретическая модель такой волноводной линии, позволяющей экспериментально исследовать различные образцы, выступающие в роли сменного заполнения. Учтены эффекты, возникающие при отражении электромагнитных волн от краёв установленного в волноводный тракт диэлектрического фрагмента. В результате теоретического анализа были выведены аналитические формулы, которые выражают абсолютные величины волновых параметров рассеяния, доступные также и для непосредственного экспериментального измерения – таким образом, сравнение результатов, полученных двумя способами, позволяет оценить характеристики диэлектриков.

#### 5. БЛАГОДАРНОСТИ

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

#### 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 inhomogeneous dielectric 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. Choma J. Feedback networks: theory and circuit applications / J. Choma, W. K. Chen // Singapore: World Scientific. – 2007. – Chapter 3, p. 225.
5. Mavaddat R. Network scattering parameter / R. Mavaddat // Singapore: World Scientific. – 1996.
6. S-parameter Design; Application Note AN 154; Agilent Technologies; p 14. URL: <http://www.sss-mag.com/pdf/AN154.pdf> (дата обращения: 09.05. 2021).
7. 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.
8. Бобрешов А.М., Жевнеров К.С., Коровченко И.С., Кононов А.А., Смусева К.В., Усков Г.К. Оценка электрофизических параметров диэлектриков для трехмерной печати // Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». В 6-ти томах. – Воронеж, 2020. – С.137–143.

#### 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. Choma J. Feedback networks: theory and circuit applications / J. Choma, W. K. Chen // Singapore: World Scientific. – 2007. – Chapter 3, p. 225.
5. Mavaddat R. Network scattering parameter / R. Mavaddat // Singapore: World Scientific. – 1996.
6. S-parameter Design; Application Note AN 154; Agilent Technologies; p 14. URL: <http://www.sss-mag.com/pdf/AN154.pdf> (дата обращения: 09.05. 2021).
7. Gupta K. C. Computer Aided Design of Microwave Circuits / K. C. Gupta, Ramesh Garg, Rakesh Chadha, Artech House, Mass., 1981.
8. Bobreshov A.M., Zhevnerov K.S., Korovchenko I.S., Kononov A.A., Smuseva K.V., Uskov G.K. Estimation of dielectric electrophysical parameters for 3d-printing // The collection of the works of XXVI International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2020, pp. 137–143.

## ВЛИЯНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ

П.А. Трифонов<sup>1</sup>, Н.Н. Ахмад<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е Жуковского и Ю.А. Гагарина» Воронеж, Россия

**Аннотация.** Было подтверждено, что изменяется влияние СШПП на эффективность обнаружения УПС с изменением величины. В частности, по мере отклонения от единицы влияние сверхширокополосной помехи на эффективность обнаружения УПС уменьшается. Таким образом, большую роль при обнаружении УПС в условиях сверхширокополосных помех играет синхронизация, то есть такое расположение во времени СШПП.

**Ключевые слова:** гауссовские узкополосные помехи, дисперсия гауссовых случайных величин, функция Бесселя мнимого аргумента нулевого порядка, сверхширокополосный помехи.

## INFLUENCE OF ULTRA WIDEBAND INTERFERENCE ON THE EFFICIENCY OF FUNCTIONING OF NARROWBAND SIGNAL DETECTION SYSTEMS

P.A. Trifonov<sup>1</sup>, N.N. Ahmad<sup>1</sup>

<sup>1</sup>MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

**Abstract.** It was confirmed that the influence of UWBI on the detection efficiency of the NWS changes with a change in value. In particular, as you deviate from unity, the influence of ultra-wideband interference on the detection efficiency of the NWS decreases. Thus, synchronization, that is, such an arrangement in UWBI time, plays an important role in the detection of the NWS in the conditions of ultra-wideband interference.

**Keywords:** Gaussian narrow-band noise, variance of Gaussian random variables, Bessel function of the imaginary argument of zero order, ultra-wideband noise.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Для нарушения нормального функционирования радиоэлектронных систем с УПС используются преднамеренные помехи различных типов [3]. В [1, 3] отмечается возможность применения при радиопротиводействии сверхширокополосных помех (СШПП), которые по эффекту воздействия сравнимы с заградительными по частоте помехами.

В связи с этим представляет интерес анализ влияния СШПП на эффективность обнаружения УПС. Обнаруживаемый сигнал представим в виде

$$s(t, a_0, \varphi_0) = a_0 F(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) + \varphi_0], \quad (1)$$

где  $a_0$  - амплитуда сигнала,  $F(t)$  - функция, описывающая форму огибающей (модулирующая функция),  $\omega_0$  - частота несущей,  $\psi(t)$  - закон изменения фазы,  $\varphi_0$  - начальная фаза. При приеме этого сигнала на фоне только ГБШ алгоритм обнаружения имеет следующий вид [2]

$$\begin{array}{c} H_1 \\ L > h \\ H_0 \end{array} . \quad (2)$$

Решение в пользу гипотезы  $H_1$  (сигнал присутствует) принимается, если  $L > h$ , либо принимается решение в пользу гипотезы  $H_0$  (сигнал отсутствует), если  $L < h$ . Здесь  $h$  - порог, определяемый в зависимости от выбранного критерия оптимальности обнаружения,

$$L = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (3)$$

- функционал отношения правдоподобия, величины  $X, Y$  определяются формулами [1]

$$\begin{cases} X \\ Y \end{cases} = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) F(t) \begin{cases} \cos \\ \sin \end{cases} [\omega_0 t + \psi(t)] dt \quad . \quad (4)$$

здесь  $x(t)$  - реализация, наблюдаемая на входе системы на интервале времени  $[0; T]$ , которая имеет вид  $x(t) = \gamma_0 s(t, a_0, \varphi_0) + n(t)$ , параметр  $\gamma_0 = (0, 1)$  показывает отсутствие либо наличие сигнала,  $n(t)$  - ГБШ с нулевым средним значением и односторонней спектральной плотностью  $N_0$ .

Алгоритм обнаружения (2) является оптимальным при воздействии только ГБШ. Предположим, что кроме ГБШ на вход такой системы может поступать и СШПП вида

$$b(t - \lambda_0), \quad (5)$$

где  $\lambda_0 \in [0; T]$  - время прихода сигнала. Обозначим  $\Omega_1$  - минимальная частота, а  $\Omega_2$  - максимальная частота спектра СШПП,  $\omega_b = (\Omega_2 - \Omega_1)/2$  - средняя (центральная) частота. Показатель широкополосности записывается как [2]  $\eta = \Omega_b / \omega_b$ , где  $\Omega_b = \Omega_2 - \Omega_1$  - полоса частот сигнала (5). При  $\eta \geq 0,2..0,5$  сигнал (5) является сверхширокополосным [1, 3]. Соответственно, если присутствует сверхширокополосная помеха, наблюдаемая реализация будет иметь вид

$$x(t) = \gamma_0 s(t, a_0, \varphi_0) + n(t) + b(t - \lambda_0) \quad . \quad (6)$$

Найдем эффективность обнаружения УПС с помощью алгоритма (2), когда на его вход кроме ГБШ поступает сверхширокополосная помеха (5). Для этого необходимо определить характеристики обнаружителя – вероятность ложной тревоги  $\alpha$  и вероятность пропуска сигнала  $\beta$  [1]. Чтобы найти характеристики обнаружителя (2) нужно знать плотность распределения вероятностей величины  $L$  (3). В формуле (3) слагаемые  $X, Y$  представляют собой гауссовские случайные величины, так как являются линейным преобразованием ГБШ. Следовательно, совместную плотность распределения вероятностей этих величин можно представить в виде [1]

$$W(X, Y | \gamma_0) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{[X - m_x(\gamma_0)]^2 - [Y - m_y(\gamma_0)]^2}{2\sigma^2}\right) \quad . \quad (7)$$

здесь  $\sigma^2$  – дисперсия гауссовских случайных величин  $X, Y$  (4), а  $m_{\{x\}}(\gamma_0)$  их

среднее значение. Подставляя (6) в (4) и выполняя усреднение, находим математическое ожидание величин  $X, Y$

$$m_{\{x\}}(\gamma_0) = \langle \begin{Bmatrix} X \\ Y \end{Bmatrix} \rangle = \gamma_0 \frac{2a_0 E}{N_0} \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} \varphi_0 + B_{\{s\}}, \quad (8)$$

здесь  $E = \frac{1}{2} \int_0^T F^2(t) dt$  – энергия УПС (1) с единичной амплитудой, а

$$B_{\{s\}} = \frac{2}{N} \int_0^T b(t - \lambda_0) F(t) \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} [\omega_0 t + \psi(t)] dt \quad (9)$$

– составляющие математического ожидания (8), обусловленные воздействием СШПП (5). Дисперсия гауссовских случайных величин  $X, Y$  выразится как [1]

$$\sigma^2 = \sigma_{\{Y\}}^2 = \left\{ \begin{array}{l} \langle [X - m_x(\gamma_0)]^2 \rangle \\ \langle [Y - m_y(\gamma_0)]^2 \rangle \end{array} \right\}. \quad (10)$$

Подставляя (4) в (3), а (3) и (6) в (8), находим  $\sigma^2 = \frac{2E}{N_0}$ .

Используя известные правила преобразования плотностей вероятностей [2], перейдем от совместной плотности вероятности случайных величин  $X, Y$  (7) к плотности вероятности случайной величины  $L$  (3) [3]

$$W(L | \gamma_0) = \frac{L}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{L^2 + m^2(\gamma_0)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Lm(\gamma_0)}{\sigma^2}\right), \quad (11)$$

где  $m(\gamma_0) = \sqrt{m_x^2(\gamma_0) + m_y^2(\gamma_0)}$ . Согласно (11) величина  $L$  является случайной величиной с распределением Райса. В отсутствии сверхширокополосной помехи плотность вероятности (11) при  $\gamma_0 = 0$  имеет вид распределения Релея, а при  $\gamma_0 = 1$  – распределения Райса, в то время как в случае воздействия СШПП при  $\gamma_0 = 0$  и при  $\gamma_0 = 1$  плотность вероятности (11) имеет вид распределения Райса.

В соответствии с определением вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала запишем [1]

$$\alpha = \int_h^\infty W(L | \gamma_0 = 0) dL, \quad \beta = \int_0^h W(L | \gamma_0 = 1) dL. \quad (12)$$

Подставляя (11) в (12), найдем вероятность ложной тревоги  $\alpha$  и вероятность пропуска сигнала  $\beta$  применительно к рассматриваемому случаю

$$\alpha = \int_{h/\sigma}^\infty x \exp\left(-\frac{x^2 + z_0^2}{2}\right) I_0(z_0 x) dx, \quad (13)$$

$$\beta = \int_0^{h/\sigma} y \exp\left(-\frac{y^2 + z_1^2}{2}\right) I_0(z_1 y) dy , \quad (14)$$

здесь  $I_0(x)$ -функция Бесселя мнимого аргумента нулевого порядка, а

$$z_{\gamma_0}^2 = \frac{m_x^2(\gamma_0) + m_y^2(\gamma_0)}{\sigma^2} . \quad (15)$$

Подставив (8) в (15), находим

$$z_0^2 = \frac{B_c^2 + B_s^2}{\sigma^2}, \quad z_1^2 = \frac{\left(\frac{2a_0}{N_0} E \cos \varphi_0 + B_c\right)^2 + \left(\frac{2a_0}{N_0} E \sin \varphi_0 + B_s\right)^2}{\sigma^2} . \quad (16)$$

Преобразуя последнее выражение, получаем

$$z_1^2 = z_0^2 + z^2 + 2a_0(B_c \cos \varphi_0 + B_s \sin \varphi_0), \text{ где } z^2 = \frac{2a_0^2 E}{N_0} - \text{ОСШ в отсутствии СШПП.}$$

В частном случае, при отсутствии сверхширокополосной помехи, то есть когда в (6)  $b(t - \lambda_0) \equiv 0$ , соответственно величины  $B_{\{c\}} \equiv 0$  и формулы (13), (14) принимают вид

$$\alpha_0 = \exp\left(-\frac{h^2}{2\sigma^2}\right), \quad (17)$$

$$\beta_0 = \int_0^{h/\sigma} y \exp\left(-\frac{y^2 + z^2}{2}\right) I_0(zy) dy . \quad (18)$$

Сопоставляя с результатами [1], видим, что (17), (18) совпадают с найденными там характеристиками обнаружителя УПС на фоне только ГБШ. Таким образом, сравнивая величины вероятности ложной тревоги и вероятности пропуска сигнала при наличии сверхширокополосной помехи (13), (14) с их аналогичными значениями в отсутствие СШПП (17), (18), можем определить влияние сверхширокополосной помехи на эффективность обнаружения УПС.

Конкретизируем общие выражения для вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала для следующих моделей УПС и СШПП.

В качестве модели УПС используем радиоимпульс с колокольной огибающей

$$s(t) = a_0 \exp\left(-\frac{t^2}{\tau^2}\right) \cos(\omega_0 t - \varphi_0) . \quad (19)$$

здесь  $\tau$ -длительность импульса. В качестве СШПП используем экспоненциально-синусный радиоимпульс [2]

$$b(t) = b_0 F_b(t) \sin \omega_b t . \quad (20)$$

здесь  $F_b(t) = \exp\left(-\frac{t^2}{\tau_b^2}\right)$  - модулирующая функция СШПП,  $\tau_b$ -длительность импульса.

В соответствии с определениями сверхширокополосности, приведенными в [3], импульс вида (20) является сверхширокополосным при  $\omega_b \tau_b \leq 2\pi$ .

Подставляя (17), (18) в (9), находим составляющие  $B_{\{c\}}_{\{s\}}$ , входящие в выражение для математического ожидания  $X$  и  $Y$  (8)

$$B_{\{s\}}^{\{c\}} = \frac{b_0}{N_0} \frac{\tau \tau_b \sqrt{\pi}}{\sqrt{\tau^2 + \tau_b^2}} \left\{ \exp \left[ -\frac{4\lambda_0^2 + \tau^2 \tau_b^2 (\omega_b - \omega_0)^2}{4(\tau^2 + \tau_b^2)} \right] \left\{ \begin{array}{l} \sin \left[ \frac{\lambda_0 \tau^2 (\omega_b - \omega_0)}{\tau^2 + \tau_b^2} - \omega_b \lambda_0 \right] \\ \cos \left[ \frac{\lambda_0 \tau^2 (\omega_b + \omega_0)}{\tau^2 + \tau_b^2} - \omega_b \lambda_0 \right] \end{array} \right\} \right. \\ \left. \pm \exp \left[ -\frac{4\lambda_0^2 + \tau^2 \tau_b^2 (\omega_b + \omega_0)^2}{4(\tau^2 + \tau_b^2)} \right] \left\{ \begin{array}{l} \sin \left[ \frac{\lambda_0 \tau^2 (\omega_b + \omega_0)}{\tau^2 + \tau_b^2} - \omega_b \lambda_0 \right] \\ \cos \left[ \frac{\lambda_0 \tau^2 (\omega_b - \omega_0)}{\tau^2 + \tau_b^2} - \omega_b \lambda_0 \right] \end{array} \right\} \right\}.$$

Для удобства анализа эффективности обнаружения введем следующие обозначения:  $z_b^2 = \frac{2b_0^2 E_b}{N_0}$  - отношение помеха-шум (ОПШ),  $E_b = \frac{1}{2} \int_0^T F_b^2(t) dt$  - энергия

модулирующей функции СШПП,  $\nu = \frac{\tau_b}{\tau}$  - отношение длительностей СШПП и УПС. В

соответствии с этими обозначениями перепишем (15), (16) как

$$z_0^2 = \frac{2z_b^2 \nu}{1 + \nu^2} (B_{c1}^2 + B_{s1}^2), \quad (21)$$

$$z_1^2 = \left[ z \cos \varphi_0 + \frac{z_b \sqrt{2\nu}}{\sqrt{1 + \nu^2}} B_{c1}^2 \right]^2 + \left[ z \sin \varphi_0 + \frac{z_b \sqrt{2\nu}}{\sqrt{1 + \nu^2}} B_{s1}^2 \right]^2. \quad (22)$$

здесь

$$B_{\{s1\}}^{\{c1\}} = \exp \left[ -\frac{4p^2 + q_b(1 - \xi)^2}{4(1 + \nu^2)} \right] \left\{ \begin{array}{l} \sin \left[ \frac{pq_b(1 - \xi)}{\nu(1 + \nu^2)} - \frac{pq_b}{\nu} \right] \\ \cos \left[ \frac{pq_b(1 + \xi)}{\nu(1 + \nu^2)} - \frac{pq_b}{\nu} \right] \end{array} \right\} \pm \\ \pm \exp \left[ -\frac{4p^2 + q_b(1 + \xi)^2}{4(1 + \nu^2)} \right] \left\{ \begin{array}{l} \sin \left[ \frac{pq_b(1 + \xi)}{\nu(1 + \nu^2)} - \frac{pq_b}{\nu} \right] \\ \cos \left[ \frac{pq_b(1 - \xi)}{\nu(1 + \nu^2)} - \frac{pq_b}{\nu} \right] \end{array} \right\}. \quad (23)$$

В выражении (23) введены следующие обозначения:  $p = \frac{\lambda_0}{\tau}$  - параметр,

определяющий положение во времени СШПП относительно УПС,  $q_b = \tau_b \omega_b$  - параметр, определяющий степень сверхширокополосности сигнала (20) (чем больше  $q_b$ , тем сигнал более узкополосный, соответственно чем меньше  $q_b$ , тем сигнал более широкополосный). В соответствие с определениями СШПП, приведенными в [2], считаем  $q_b \approx 2\pi$ . Отношение центральных частот УПС и СШПП в (23) обозначено как  $\xi = \omega_0 / \omega_b$ .

Анализ выражений (13), (14), (21)-(23) показывает, что максимальная эффективность действия сверхширокополосной помехи достигается при следующих значениях параметров, входящих в (23):  $\xi = 1$  - центральные частоты одинаковы, так, что максимумы спектров УПС и СШПП совпадают на оси частот,  $p = 0$  - импульсы

совпадают на осях времени. При этом выражения (21), (22) примут вид:  $z_0^2 = \frac{2z_b^2\nu}{1+\nu^2}$ ,  $z_1^2 = z^2 + z_0^2$ .

Рассмотрим, как влияет наличие СШПП на вероятность ложной тревоги при обнаружении УПС в случае максимальной эффективности сверхширокополосной помехи. Для этого введем в рассмотрение величину

$$\chi = \alpha / \alpha_0 \quad (24)$$

– отношение вероятности ложной тревоги при воздействии СШПП к вероятности ложной тревоги в отсутствие СШПП. Эта величина показывает, во сколько раз увеличивается значение вероятности ложной тревоги вследствие воздействия СШПП. Рассмотрим зависимость  $\chi$  от ОПШ  $z_b$  для различных значений параметра  $\nu$ . Отношение  $h/\sigma$  в формуле (13) будем выбирать исходя из выражения (17) (случай обнаружения УПС на фоне только белого шума), где, в соответствии с критерием Неймана-Пирсона [1], зафиксируем значение  $\alpha_0$ , тогда  $h/\sigma = \sqrt{-2 \ln \alpha_0}$ . Выберем  $\alpha_0 = 10^{-3}$ .

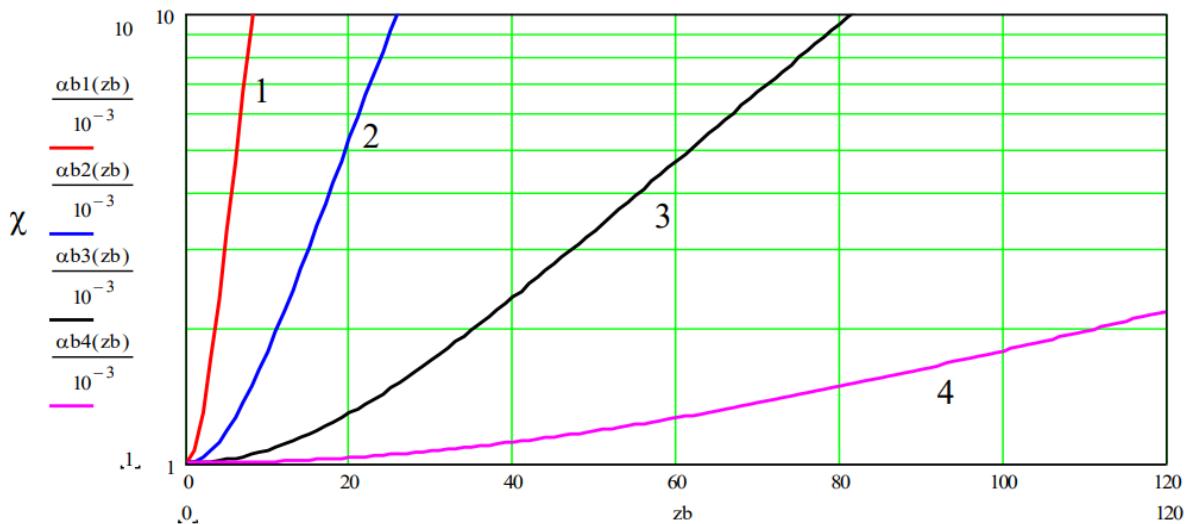


Рис. 1. Показана зависимость величины (24) от ОПШ

На Рис. 1 показана зависимость величины  $\chi$  (24) от ОПШ  $z_b$ . Кривая 1 соответствует параметру  $\nu = 10^{-2}$ , кривая 2 –  $\nu = 10^{-3}$ , кривая 3 –  $\nu = 10^{-4}$ , кривая 4 соответствует  $\nu = 10^{-5}$ . Из сопоставления кривых видно, что с ростом  $\nu$  эффективность влияния СШПП на величину вероятности ложной тревоги быстро возрастает.

Это можно объяснить следующим образом. Корреляторы, формирующие величины  $X, Y$  (4), можно интерпретировать и как фильтры, полоса пропускания которых определяется длительностью огибающей УПС. С увеличением  $\nu$ , при фиксированной энергии, ширина спектра СШПП уменьшается и поэтому доля ее энергии, попадающая в полосу пропускания обнаружителя, возрастает.

Далее рассмотрим влияние сверхширокополосной помехи на вероятность пропуска сигнала. Это влияние описывается зависимостью  $\beta$  (14) от ОСШ  $z$  при

различных значениях ОПШ  $z_b$ . Воспользуемся критерием Неймана-Пирсона. Выберем  $\alpha = 10^{-3}$  и, используя формулу (13) для каждого возможного значения  $z_b$  и  $\nu$ , найдем величину нормированного порога  $h/\sigma$ . Подставляя  $h/\sigma$  в выражение для вероятности пропуска сигнала (12), рассчитаем зависимость вероятности пропуска сигнала от  $z$  при различных значениях  $z_b$ .

На Рис. 2, 3 показана зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ  $z$  для различных значений ОПШ. Рис. 2 соответствует случаю  $z_b = 20$ , Рис. 3 –  $z_b = 10$ . На рисунках 2, 3 кривая 1 соответствует параметру  $\nu = 10^{-2}$ , кривая 2 –  $\nu = 10^{-3}$ , кривая 3 –  $\nu = 10^{-4}$ , кривая 4 –  $\nu = 10^{-5}$ . При этом увеличение  $\nu$  с  $10^{-5}$  до  $10^{-4}$  фактически не влияет на величину пропуска сигнала, поэтому кривые 3 и 4 на Рис. 2 сливаются.

Анализ графиков 2, 3 показывает, что с уменьшением  $\nu$  влияние СШПП снижается, соответственно это влияние убывает и с уменьшением  $z_b$ . Приведенные кривые позволяют определить степень влияния сверхширокополосной помехи на вероятность пропуска сигнала при различных значениях  $\nu$  и  $z_b$ .

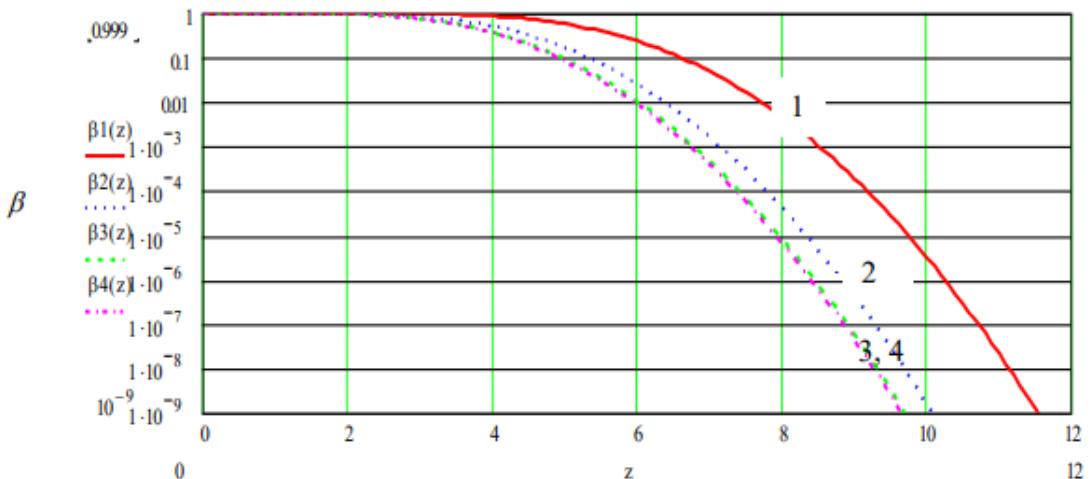


Рис. 2. Показана зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ  $z$  для различных значений ОПШ

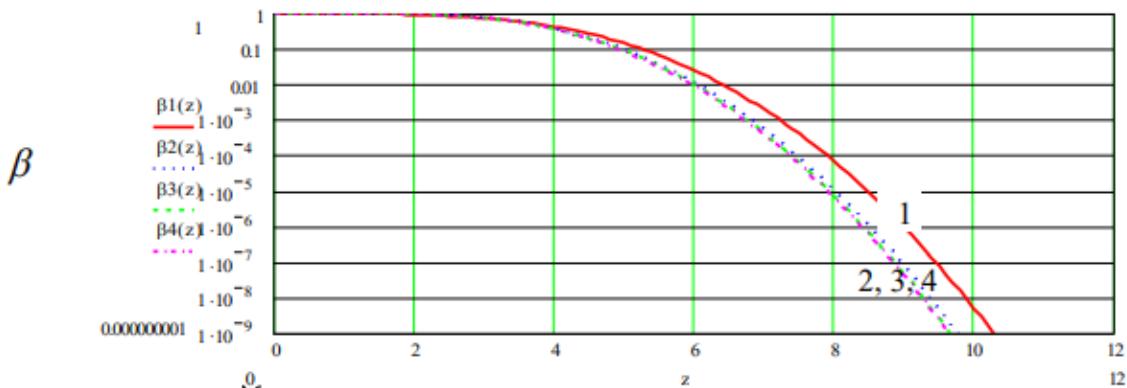


Рис. 3. Показана зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ  $z$  для различных значений ОПШ

Рассмотрим ситуации, когда импульсы во времени не полностью совпадают. Для этого выберем значение параметра  $p = \frac{\lambda_0}{\tau}$ , соответствующее нахождению максимума модулирующей функции СШПП в точке, где огибающая УПС уменьшилась в два раза, то есть  $p$  выберем согласно выражению  $\exp(-p^2) = 1/2$ , а именно  $p = \sqrt{\ln 2}$  (Рис. 4). Также рассмотрим случай, когда значение  $p$  выбирается из условия  $\exp(-p^2) = 0.1$ , то есть СШПП расположен в точке, где огибающая УПС уменьшается в 10 раз (Рис. 5). Случай  $p = 0$  соответствует совпадению максимумов модулирующей функции СШПП и огибающей УПС и показан на Рис. 1.

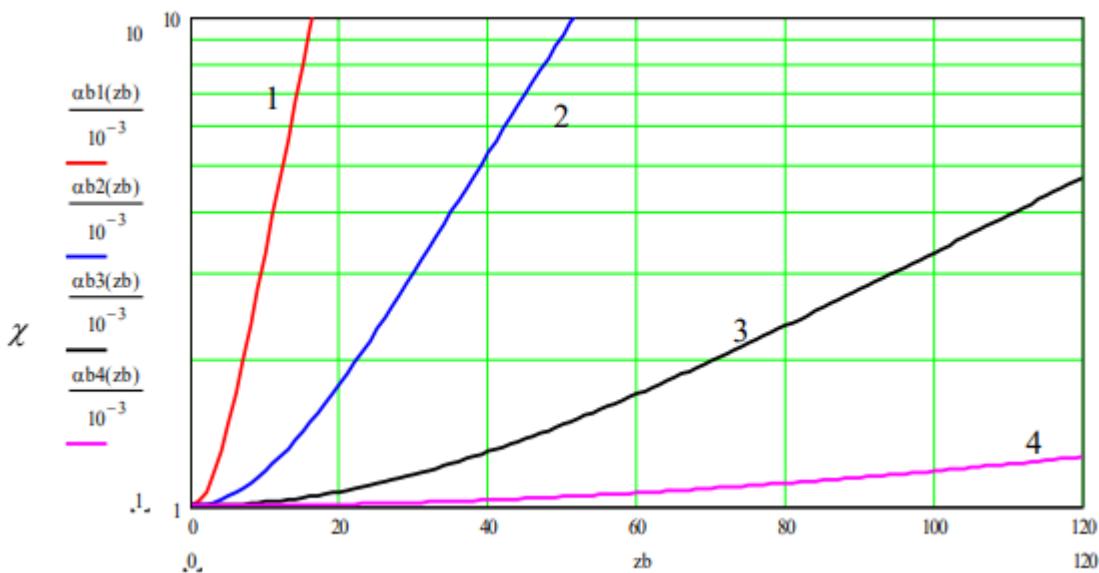


Рис. 4. Максимума модулирующей функции СШПП в точке, где огибающая УПС уменьшилась в два раза

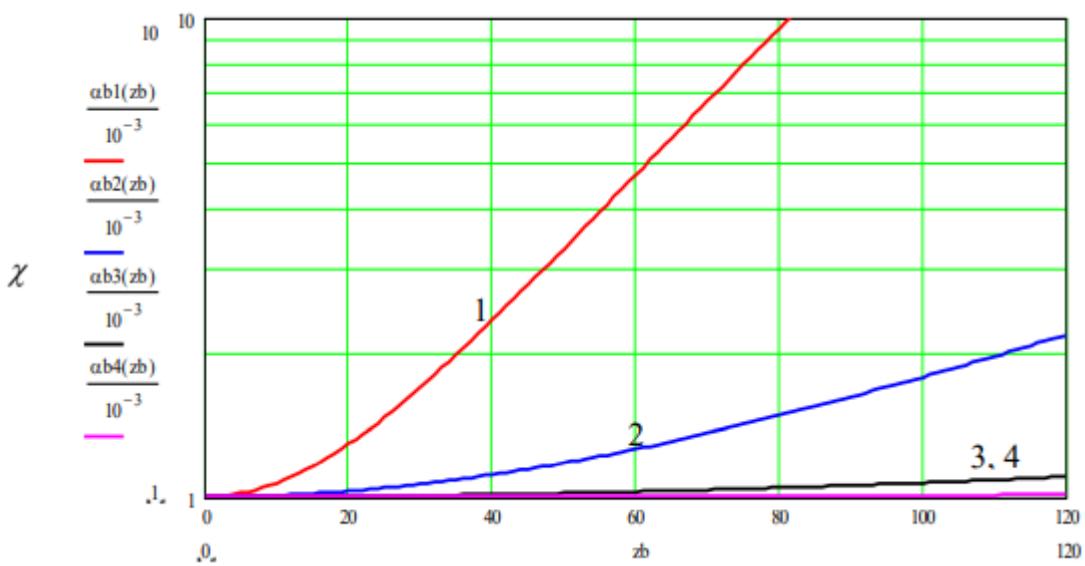


Рис. 5. СШПП расположен в точке, где огибающая УПС уменьшается в 10 раз

Видим, что при заданных выше отклонениях максимумов модулирующей функции СШПП и огибающей УПС влияние сверхширокополосной помехи уменьшается. В

частности, эффективность обнаружения УПС в случае нахождения максимума спектра СШПП в точке, где уменьшилась огибающая УПС в 10 раз (Рис. 5), практически такая же, как и в отсутствии СШПП. Аналогичным образом изменяется влияние СШПП на эффективность обнаружения УПС с изменением величины  $\xi = \omega_0 / \omega_b$ . В частности, по мере отклонения  $\xi$  от единицы влияние сверхширокополосной помехи на эффективность обнаружения УПС уменьшается. Таким образом, большую роль при обнаружении УПС в условиях сверхширокополосных помех играет синхронизация, то есть такое расположение во времени СШПП, при котором максимумы модулирующей функции помехи и огибающей УПС совпадают. Существенным оказывается частотное согласование, которое обеспечивается при совпадение центральных частот УПС и СШПП. По мере отклонения точки расположения СШПП на плоскости время, частота от точки расположения УПС на этой плоскости эффективность воздействия СШП помехи падает.

Рассматривая влияние величины  $p$  (рассогласование во времени УПС и СШПП) на вероятность пропуска сигнала (14), видим, что при  $p \geq 1$  оно практически отсутствует. Следовательно, изменение параметров  $z_b$  и  $v$  не влияет на вероятность пропуска сигнала. Анализ формул (14), (21)-(23) также показывает, что с ростом  $p$  вероятность пропуска сигнала убывает медленнее с ростом  $z$  для различных  $z_b$  и  $v$ , то есть улучшается эффективность обнаружения УПС. Это объясняется неполным перекрытием во времени СШПП и УПС.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Иммореев И.Я. Сверхширокополосная локация: основные особенности и отличия от традиционной радиолокации // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т.2. №1. С. 81–88.
2. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Сов.радио, 1978.- 296 с.
3. Радзиецкий В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех М.: Радиотехника, 2009. – 286 с.

## REFERENCES

1. Immoreev I.Ya. Ultra-wideband location: main features and differences from traditional radar // Electromagnetic waves and electronic systems. 1997. Vol.2. # 1. S. 81–88.
2. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Estimation of signal parameters against the background of interference. - Moscow: Sov.radio, 1978.- 296 p.
3. Radzievsky V.G., Trifonov P.A. Processing of ultra-wideband signals and interference M : Radiotekhnika, 2009. - 286 p.

## К 70-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ А. А. ПОТАПОВА

Оргкомитет конференции «Радиолокация, навигация, связь»

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»

**Аннотация.** Приводятся краткая биография и характеристика исследований, проведенных профессором А. А. Потаповым.

**Ключевые слова:** Потапов А. А., статистическая радиофизика и радиотехника, радиолокация, текстура, фрактал, фрактально-скейлинговый метод, фотоника, Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН.

## DEDICATED TO THE 70TH BIRTHDAY OF A. A. POTAPOV

Organisation Committee of the conference «Radiolocation, navigation, communication»

FSBEI of HE Voronezh State University

**Abstract.** The brief biography and characteristic of scientific investigations of Professor A. A. Potapov are presented in the article.

**Keywords:** Potapov A. A., Statistical Radio physics and Radio Engineering, Radar, Texture, Fractal, Fractal Scaling Method, Photonics, Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of the Russian Academy of Sciences.



4 мая 2021 г. исполнилось 70 лет известному ученому в области радиофизики и радиолокации, статистической радиотехники, распознавания и обработки изображений и сигналов, фрактального анализа, дробных операторов, фрактальных антенн, фрактальной электродинамики, детерминированного хаоса и фотоники доктору физико-математических наук, профессору Александру Алексеевичу Потапову.

Александр Алексеевич Потапов родился в селе Лукино Ржаксинского района Тамбовской области. После окончания с золотой медалью средней школы в 1968 г. он поступил в Рязанский радиотехнический институт на радиотехнический факультет. В 1979 г. А. А. Потапов окончил вечернее

отделение (инженерный поток) физического факультета МГУ им. М. В. Ломоносова.

С 1979 г. А. А. Потапов работает в Институте радиотехники и электроники РАН. За эти годы он прошел путь от младшего научного сотрудника до главного научного сотрудника. В 1989 г. Александр Алексеевич защитил в МФТИ кандидатскую

диссертацию по спектру, а в 1994 г. - докторскую диссертацию в ИРЭ РАН на тему: «Синтез изображений земных покровов в оптическом и миллиметровом диапазонах волн» (ведущая организация - ЦКБ «Алмаз»).

С 1981 г. главное научное направление работ А. А. Потапова - применение теории фракталов, текстур, дробных операторов, скейлинга и детерминированного хаоса в радиофизике, радиолокации, радиоэлектронике, теории антенн, электродинамике, теории управления и широкого спектра смежных научных и технических направлений для создания и развития прорывных информационных технологий [1-7]. Он является инициатором первых в России НИР и ОКР по радиофизическим применениям теории фракталов, скейлинговых эффектов и дробных операторов в радиосистемах. В настоящее время Александр Алексеевич работает над совмещением фракталов, фотоники и нанотехнологий [8-13].

Результаты научной деятельности А. А. Потапова по фрактальной обработке информации в интенсивных помехах, а также по фрактальным радиосистемам и фрактальным радиоэлементам опубликованы в четырех отчетных докладах Президиума Российской академии наук (Научные достижения РАН. М.: Наука, 2008, 2010, 2012 и 2013 гг.), а также в Докладе Правительству Российской Федерации «Об итогах реализации в 2011 г. Программы фундаментальных научных исследований государственных академий наук на 2008–2012 гг.» (в 3-х томах. М.: Наука, 2012). Все эти приоритетные в науке результаты позволяют перейти на новый уровень информационной структуры реальных немарковских сигналов и полей.

В настоящее время на основе пионерских работ А. А. Потапова с его учениками в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН сформировано новое фундаментальное направление «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем» и создана Российская научная школа фрактальных методов, хорошо известная в мире.

С 1999 по 2018 гг. А. А. Потапов являлся ученым секретарем Диссертационного совета при ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Дважды (1997–2000 и 2000–2003 гг.) ему присуждалась Государственная научная стипендия. Александр Алексеевич - заместитель председателя научно-квалификационного семинара (НКС) по направлению «Проблемы современной радиофизики» и член НКС по направлению «Информатика» в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН.

С 2000 по 2002 гг. А. А. Потапов – профессор МИРЭА (ТУ), с 2008 г. по 2019 г. - профессор Казанского государственного технического университета (КАИ) им. А. Н. Туполева, с 2017 - член Нижегородского математического общества. В 2015 г. А. А. Потапов избран действительным членом Внедомственного экспернского совета по проблемам воздушно-космической сферы – ВЭС ВКС.

За период его работы в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН было дано надежное физическое обоснование практического применения фрактальных методов в современных областях радиофизики, радиоэлектроники и информационно-управляющих систем; впервые предложена и доказана эффективность и перспективность применения теории дробной меры и скейлинговых соотношений (т.е.

фракталов) для обнаружения и распознавания одномерных и многомерных радиолокационных сигналов от малоконтрастных целей на фоне интенсивных негауссовских помех разного рода. Предложена концепция создания принципиально новых фрактальных радиосистем, фрактальных датчиков и фрактальной элементной базы. Такие радиосистемы и элементы открывают новые возможности в современной радиоэлектронике и могут иметь самые широкие перспективы для практического применения. Перспективными элементами фрактальной радиоэлектроники являются функциональные элементы, фрактальные импедансы которых реализуются на основе фрактальной геометрии проводников на поверхности (фрактальные наноструктуры) и в пространстве (фрактальные антенны), фрактальной геометрии поверхностного микрорельефа материалов и т.д. Развитые подходы могут быть распространены на широкий класс электродинамических задач при исследовании метаматериалов и метаповерхностей, фрактальных магнонных кристаллов, фрактальных резонаторов, фрактальных экранов и заграждений, а также других фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов.

В ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН в 2005 г. А. А. Потапов создал действующий макет первого в мире фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов.

Проведен строгий электродинамический расчет многочисленных типов фрактальных антенн, принципы конструирования которых лежат в основе фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов (фрактальные «сэндвичи»). Впервые предложена и реализована модель «фрактального» конденсатора как фрактального импеданса, а также, фрактальные лабиринты для синтеза СВЧ структур. В 1997 г. впервые разработаны методы фрактальной модуляции и фрактальные широкополосные и сверхширокополосные сигналы, включая разработанные автором  $H$  – сигналы.

Впервые предложен новый класс информативных признаков, основанный на тонкой структуре отраженных радиолокационных сигналов миллиметрового диапазона радиоволн. Также впервые исследованы полные ансамбли текстурных признаков оптических и радиолокационных изображений реальных земных покровов. Доказано, что область существования текстурных признаков радиолокационных изображений полностью определяется соответствующими областями признаков оптических изображений. Предсказано наличие странного аттрактора, контролирующего радиолокационное рассеяние от растительных покровов. Впоследствии эффект был обнаружен экспериментально на длине волны 2,2 мм (2002). Полученные результаты подтвердили теоретические представления о существовании режима хаоса в динамической системе, описывающей характер рассеяния электромагнитных волн растительными покровами. Создана теория рассеяния миллиметровых радиоволн хаотическими покровами, использующая впервые введенные функционалы стохастических полей обратного рассеяния и частотные функции когерентности. Результаты позволяют определять рабочие полосы когерентности пространственно-временных радиоканалов для оптимального выбора ширины спектра зондирующего сигнала, разнесения частот в многочастотных системах и величины базы сложных

зондирующих сигналов. Теоретические и экспериментальные результаты были использованы при создании эталонных цифровых радиолокационных карт местности.

В 2015 г. А. А. Потаповым впервые в мировой практике открыты, предложены, обоснованы и разработаны принципы нового вида и нового метода радиолокации, а именно, фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации (ФСР или МИР). Доказана эффективность функционалов, которые определяются топологией, дробной размерностью и текстурой принятого многомерного сигнала, для синтеза принципиально новых не энергетических обнаружителей малоконтрастных объектов на фоне помех. Разработаны постулаты фрактальной радиолокации: 1-интеллектуальная обработка сигнала/изображения, основанная на теории дробной меры и скейлинговых эффектов, для расчета поля фрактальных размерностей  $D$ ; 2-выборка принимаемого сигнала в шумах относится к классу устойчивых негауссовых распределений вероятностей  $D$  сигнала; 3-максимум топологии при минимуме энергии входного случайного сигнала (т.е. максимальный «уход» от энергии принимаемого сигнала). Это влечет за собой коренные изменения в структуре теоретической радиолокации, а также в ее математическом аппарате. Исследуются пути перехода от созданного вида фрактального радара к когнитивному радару и к квантовому радару.

Александр Алексеевич Потапов - автор первой в России монографии «Фракталы в радиофизике и радиолокации» (М.: Логос, 2002, 664 с., тираж 1 000 экз.), которая в 2005 г. была переработана и дополнена (*Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки*. М.: Университетская книга, 2005, 848 с., тираж 2 000 экз.). Эти две монографии стали настольными книгами ученых самых разных специальностей. Потапов А. А. - также автор и соавтор значительного ряда монографий по вопросам радиолокации и применения фракталов в науке и технике.

Чтение лекций по разработанным им в ИРЭ РАН фрактальным технологиям и доклады по проекту МНТЦ (совместно с ЦКБ «Алмаз») в 2000 г. и 2005 г. в США (Вашингтон, Нью-Йорк, Хантсвилл, Атланта, Франклайн), в Китае (2011 г. и по настоящее время) и на многочисленных международных конференциях (Англия, США, Канада, Голландия, Австрия, Германия, Франция, Испания, Италия, Венгрия, Греция, Турция, Шотландия, Швейцария, Швеция, Мексика, Китай, Сербия, Черногория, Болгария, Казахстан, Белоруссия, Украина) принесли ему широкую известность в кругах международной научной общественности. В декабре 2005 г. американскими специалистами в официальном письме на имя директора ИРЭ РАН академика Ю. В. Гуляева было отмечено, что «... Семинары были крайне интересны и подтвердили высокую научную квалификацию доктора А. Потапова. Радиолокационные технологии, представленные доктором А. Потаповым, основаны на теории фракталов и являются новыми. Важность этих исследований для международного сообщества специалистов и ученых неоспорима». В 2005 г. в США состоялась знаменательная встреча А. А. Потапова с основателем фрактальной геометрии Б. Б. Мандельбротом, горячо поддержавшим работы А. А. Потапова.

А. А. Потапов опубликовал лично и в соавторстве свыше 1150 научных работ в отечественных и международных изданиях, включая более 45 монографий и глав в

книгах на русском и английском языках, 2 патента и 9 учебных пособий. На международных (23 страны) и всероссийских конференциях сделал более чем 500 докладов, из них более чем 300 пленарных и секционных докладов как приглашенный докладчик. Им разработан курс лекций по применению фракталов и вейвлетов в радиолокации для Центра подготовки специалистов Концерна РТИ Системы (РТИ им. акад. А.Л. Минца и ОАО НПК НИИДАР).

Александр Алексеевич – организатор и главный редактор журнала «Нелинейный мир» (2003–2021), член редколлегий и редакционных советов 13 российских и международных журналов. Биография Александра Алексеевича опубликована в энциклопедии «Who is Who в России» (Verlag fur Personenenzyklopadien AG, Швейцария) по личной просьбе Издательства (2009–2010). По монографиям А. А. Потапова поставлены курсы лекций «Фракталы в статистической радиофизике», «Статистическая теория фрактальной радиолокации», «Фракталы в радиофизике и радиолокации», «Статистическая фрактальная радиотехника», «Фракталы в машиностроении» и т.п. в различных университетах России и стран ближнего зарубежья.

А. А. Потапов - почетный профессор Евразийского национального университета (Астана, Казахстан, 2010), Почетный профессор Джинанского университета (Honorary Professor of Jinan University, г. Гуанчжоу, Китай, 2011). Он назначен президентом китайско-российской лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (2012). В апреле 2015 г. А. А. Потапов в Пекине победил в международном научном конкурсе и выиграл Правительственный грант Китая «Leading Talents» по фракタルным методам обработки сигналов и изображений.

А. А. Потапов - академик Академии инженерных наук им. А. М. Прохорова и академик РАН. Входит в состав оргкомитетов многочисленных международных и российских конференций, Лауреат Премии им. академика А. М. Прохорова (2013) и Премии ВЭС ВКС (2016). Награжден медалью «В память 850-летия Москвы» (1997), знаком “Почетный радиостроитель РФ” (2006) и восемнадцатью медалями. Решением Президиума Центрального Совета РНТОРЭС им. А. С. Попова в 2015 г. А. А. Потапов награжден медалью «За заслуги в развитии радиоэлектроники и связи». В честь 40-летия научной деятельности в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН и за выдающиеся достижения в области инженерных наук он награжден настольной медалью им. академика А. М. Прохорова (2019).

Высокая научная эрудиция, работоспособность, принципиальность, целеустремленность, большое чувство ответственности за дело, которым он занимается, и всепоглощающая любовь к науке принесли А. А. Потапову заслуженный авторитет и широкую известность среди ученых.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Potapov Alexander A., Wu Hao, Xiong Shan. Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control. – Guangzhou: South China University of Technology Press (First edition: November 2020). – 280 p. (На китайском языке: 亚历山大·A. 波塔波夫, 吴浩, 熊姗.

雷达与控制系统中波动场的分形学及其应用. – 广州: 华南理工大学出版社 (2020年11月第一版), 2020. – 280 页.).

2. Патент RU 2746038 C1 G06T 5/50 (2020.09). Способ фрактального комплексирования многочастотных радиолокационных изображений / Кузнецов В.А., Потапов А.А., Аликулов Е.А. // (Приоритет изобретения 05.09.2020 г. Дата государственной регистрации 06.04.2021 г.). Бюл. № 10.
3. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Потоцкий А.Н. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки радиолокационных и оптических малоконтрастных изображений // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 5. С. 457–467.
4. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Анализ способов комплексирования изображений, формируемых многодиапазонными радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24. № 3. С. 6–21.
5. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Мультифрактальное комплексирование многодиапазонных радиолокационных изображений // Тез. докл. Междунар. конф. «XXII Харитоновские тематические научные чтения. Суперкомпьютерное моделирование и искусственный интеллект» (Саров, 24–27 мая 2021 г.). - Саров: Изд-во ФГУП «РФЯЦ – ВНИИЭФ», 2021. С. 108–109.
6. Потапов А.А. Математические основы фрактально-скейлингового метода в статистической радиофизике и приложениях // РЭНСИТ. 2021. Т. 13. № 3.
7. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Структурно-параметрический синтез систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных радиолокационных изображений // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 1 (в печати).
8. Danping Pan, Tianhua Feng, Wei Zhang, and Alexander A. Potapov. Unidirectional light scattering by electric dipoles induced in plasmonic nanoparticles // Opt. Lett. 2019. V. 44. No 11. P. 2943–2946.
9. Lei Wan, Danping Pan, Shuaifeng Yang, Wei Zhang, Alexander A. Potapov, Xia Wu, Weiping Liu, Tianhua Feng, and Zhaohui Li. Optical analog computing of spatial differentiation and edge detection with dielectric metasurfaces // Opt. Lett. 2020. V. 45. No 7. P. 2070-2073.
10. Tianhua Feng, Potapov Alexander A., Zixian Liang, and Yi Xu. Huygens Metasurfaces Based on Congener Dipole Excitations // Physical Review Applied. 2020. V. 13. No paper 021002.
11. Tianhua Feng, Shuaifeng Yang, Ning Lai, Weilian Chen, Danping Pan, Wei Zhang, Potapov Alexander A., Zixian Liang, and Yi Xu. Manipulating light scattering by nanoparticles with magnetoelectric coupling // Phys. Rev. B. 2020. V. 102. No paper 205428.
12. Lei Wan, Danping Pan, Tianhua Feng, Weiping Liu, Potapov A.A. A review of dielectric optical metasurfaces for spatial differentiation and edge detection // Frontiers of Optoelectronics. 2021. V. 14. No 2. P. 187-200.
13. Danping Pan, Lei Wan, Min Ouyang, Wei Zhang, Potapov Alexander, Weiping Liu, Zixian Liang, Tianhua Feng, Zhaohui Li. Laplace metasurfaces for optical analog computing based on quasi-bound states in the continuum // Photonics Research. 2021. V. 9. № 9. P. 1758–1766.

#### REFERENCES

1. Potapov Alexander A., Wu Hao, Xiong Shan. Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control. – Guangzhou: South China University of Technology Press (First edition: November 2020), 2020. – 280 p. (In Chinese: 亚历山大·A. 波塔波夫, 吴浩, 熊姗. 雷达与控制系统中波动场的分形学及其应用. – 广州: 华南理工大学出版社 (2020年11月第一版), 2020. – 280 页.).
2. Patent RU 2746038 C1 G06T 5/50 (2020.09). Method of fractal complexing of multifrequency radar images / Kuznetsov V.A., Potapov A.A., Alikulov E.A. // (Priority of invention 05.09.2020. Date of state registration 06.04.2021).
3. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., and Pototskii A.N. New Class of Topological Textural Multifractal Descriptors and Their Application for Processing Low-Contrast Radar and Optical Images // Journal of Communications Technology and Electronics. 2021. V. 66. No. 5. P. 581–590.

4. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., Alikulov E.A. Methods for Complexing Images Formed by Multi-Band Synthetic Aperture Radars. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021. V. 24, No. 3. P. 6–21.
5. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., Alikulov E.A. Fractal Fusion of Multi-Band Radar Images // Abstracts. report Int. conf. "XXII Kharitonov thematic scientific readings. Supercomputer modeling and artificial intelligence"(Sarov, May 24-27, 2021). - Sarov: FSUE RFNC - VNIEF Publishing House, 2021. P. 108–109.
6. Potapov A.A. Mathematical Foundations of the Fractal Scaling Method in Statistical Radiophysics and Applications // RENSIT. 2021. V. 13. No. 3.
7. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., Alikulov E.A. Structural-parametric synthesis of systems for optimal texture-fractal processing of multidimensional radar images // Journal of Communications Technology and Electronics. 2022. V. 67. No. 1 (in the press).
8. Danping Pan, Tianhua Feng, Wei Zhang, and Alexander A. Potapov. Unidirectional light scattering by electric dipoles induced in plasmonic nanoparticles // Opt. Lett. 2019. V. 44. No. 11. P. 2943–2946.
9. Lei Wan, Danping Pan, Shuaifeng Yang, Wei Zhang, Alexander A. Potapov, Xia Wu, Weiping Liu, Tianhua Feng, and Zhaohui Li. Optical analog computing of spatial differentiation and edge detection with dielectric metasurfaces // Opt. Lett. 2020. V. 45. No. 7. P. 2070-2073.
10. Tianhua Feng, Potapov Alexander A., Zixian Liang, and Yi Xu. Huygens Metasurfaces Based on Congener Dipole Excitations // Physical Review Applied. 2020. V. 13. No. paper 021002.
11. Tianhua Feng, Shuaifeng Yang, Ning Lai, Weilian Chen, Danping Pan, Wei Zhang, Potapov Alexander A., Zixian Liang, and Yi Xu. Manipulating light scattering by nanoparticles with magnetoelectric coupling // Phys. Rev. B. 2020. V. 102. No. paper 205428.
12. Lei Wan, Danping Pan, Tianhua Feng, Weiping Liu, Potapov A.A. A review of dielectric optical metasurfaces for spatial differentiation and edge detection // Frontiers of Optoelectronics. 2021. V. 14. No. 2. P. 187-200.
13. Danping Pan, Lei Wan, Min Ouyang, Wei Zhang, Potapov Alexander, Weiping Liu, Zixian Liang, Tianhua Feng, Zhaohui Li. Laplace metasurfaces for optical analog computing based on quasi-bound states in the continuum // Photonics Research. 2021. V. 9. No. 9. P. 1758–1766.

*Поздравляем Александра Алексеевича Потапова со славным юбилеем!  
Желаем ему крепкого здоровья, неиссякаемых сил и новых творческих  
свершений на благо отечественной науки!*

**Оргкомитет конференции  
«Радиолокация, навигация, связь»**

## ПРИНЦИПЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ «УМНЫЙ ДОМ»

А. М. Бобрешов, А. С. Величкина.

ВГУ, Воронеж, Россия

**Аннотация.** Проанализирована целесообразность реализации системы «Умный дом» с помощью хаотической связи. Промоделированы наиболее распространенные генераторы хаоса в ВЧ диапазоне и выбраны наиболее подходящие для решения поставленной задачи.

**Ключевые слова:** «Умный дом»; хаотические сигналы; генератор хаоса; ослабление; распространение.

## PRINCIPLES OF USING CHAOTIC SIGNALS IN THE «SMART HOUSE» SYSTEM

A. M. Bobreshov, A. S. Velichkina

VSU, Voronezh, Russia

**Abstract.** The feasibility of implementing the "Smart Home" system using chaotic communication has been analyzed. The most common chaos generators in the HF range have been modeled and the most suitable ones have been selected for solving the problem.

**Keywords:** «Smart house»; chaotic signals; formulas; chaos generators; attenuation; propagation.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

С ростом темпов жизни людей и усложнением технической базы всё чаще возникает необходимость в автоматизации различных процессов, в том числе бытовых. С целью решения этой проблемы используется так называемая система «Умный дом». Это такая система, в которой управление электрическими, водопроводными и газовыми коммуникациями, а также бытовыми приборами автоматизировано. Подобные системы активно развиваются и внедряются в жизнь людей по всему миру. В связи с этим ведется их постоянное исследование, разработка и усовершенствование. Существует более 70 вариантов его реализации, самые распространенные технологии: Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee, Z-Wave. Но все разработанные системы сталкиваются с такими недостатками как малые расстояния передачи и сильное искажение при передаче через элементы строительных конструкций и распространении внутри объектов со сложной архитектурой из-за переотражений. Эти проблемы не страшны, если автоматизации подлежат рядовые бытовые приборы и датчики. Однако, если подобная проблема произойдет с датчиком утечки газа или воды (а зачастую эти датчики располагаются в подвальных помещениях), то это может привести к необратимым последствиям, например, к затоплениям, возгораниям или даже взрывам.

С целью решения этих проблем предлагается реализовать систему «Умный дом» с использованием хаотических сигналов. Планируется реализовать систему с помощью прямохаотической связи. Датчики будут отправлять информацию на контроллер в виде прямохаотических сигналов, контроллер будет их преобразовывать и отправлять

владельцу «Умного дома» с помощью одного из уже применяемых протоколов передачи информации, например, с помощью Wi-Fi. Ранее такой подход не применялся.

Целью работы является демонстрация преимуществ реализации «Умного дома» с использованием так называемого прямого хаоса относительно уже разработанных систем и определение общих принципов построения системы. В частности, будут рассмотрены подходящие для реализации поставленной задачи генераторы хаоса.

## **2. ОБОСНОВАНИЕ ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ**

Поглощение радиоволн накладывает ограничение на дальность радиосвязи. При реализации «Умного дома» важно учитывать, каким будет ослабление сверхширокополосных хаотических сигналов при прохождении через элементы строительных конструкций: кирпичные стены, бетонные перекрытия, балки, стеклометаллические конструкции.

Рассмотрим имеющиеся данные о прохождении сверхширокополосных прямохаотических импульсов через элементы строительных конструкций. Для этого будем рассматривать прямохаотические системы связи, в которых информация передается при помощи хаотических радиоимпульсов с базой  $B >> 1$ .

Известны данные поглощения СШП сигналов в кирпичных стенах, полученные с помощью мелкосерийных СШП приемопередатчиков диапазона 3–5 ГГц. Сигнал этих приемопередатчиков представляет из себя СШП хаотические радиоимпульсы длительностью 100 нс [2-3]. Известно ослабление сигнала в кирпичных стенах толщиной  $t = 34$  и  $t = 64$  см при нескольких различных взаимных положениях передатчика и приемника [1-2]. Известны, также, оценки ослабления СШП сигнала в стене путем измерения дальности действия пары приемник–передатчик при отсутствии и наличии стены на пути распространения сигнала.

На основе проводимых измерений было получено, что средняя величина ослабления СШП хаотического сигнала диапазона 3–5 ГГц в кирпичной стене составляет: 5–7 дБ в стене толщиной  $t = 34$  см и 6–10 дБ в стене  $t = 64$  см [1].

Сравним данные об ослаблении сверхширокополосных хаотических сигналов с данными по поглощению радиоволн в кирпичной стене, полученными при помощи узкополосных зондирующих сигналов. Все показатели поглощения были пересчитаны на «типовую» кирпичную стену толщиной  $t = 30$  см. Данные, полученные на основании анализа литературы о прохождении через типовые стены радиоимпульсов, и данные о прохождении сверхширокополосных хаотических сигналов [1]. Результаты изображены на рисунке 1.

Из анализа этих данных видно, что поглощение СШП хаотического сигнала диапазона 3–5 ГГц (данные показаны квадратиками на центральной частоте 4 ГГц) меньше, чем среднее поглощение узкополосных сигналов в этом же диапазоне.

Не только стены мешают распространению радиосигналов в жилых пространствах. Мешать могут такие элементы строительных конструкций как окна, двери или деревянные перекрытия. Однако, в исследуемом диапазоне (до 10 ГГц) ослабление в них

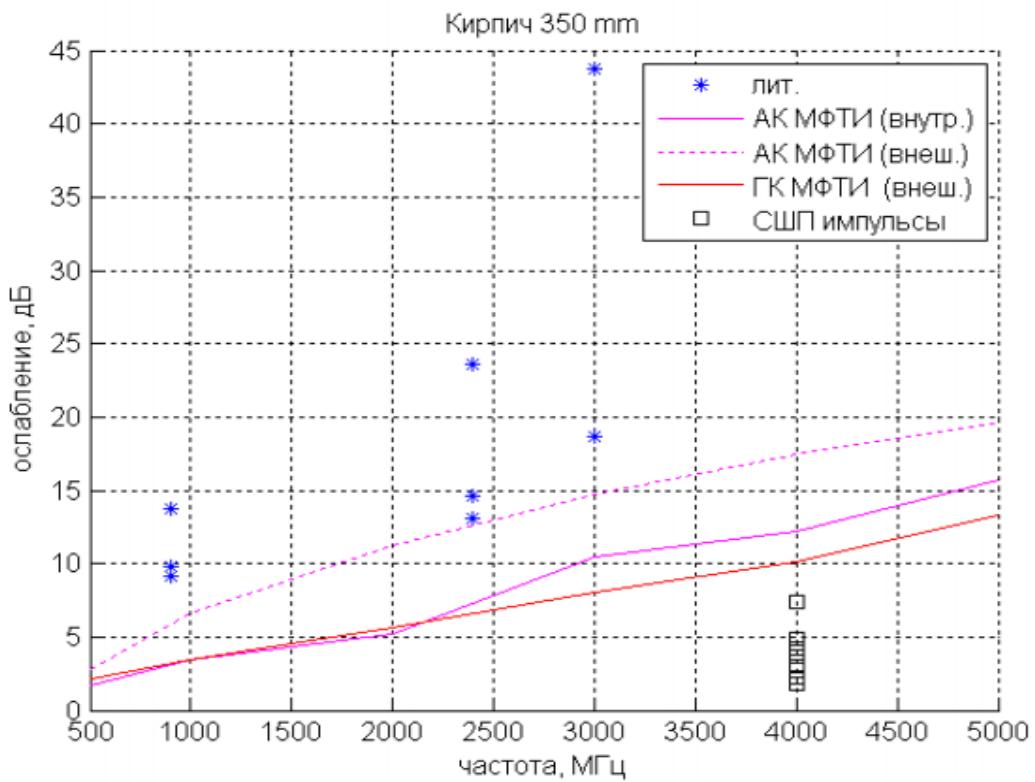


Рис. 1. Коэффициенты ослабления, возникающие при прохождении через элементы строительных конструкций сигналов разных типов.

имеет очень малую величину: порядка 3-5 дБ. Это гораздо меньшие коэффициенты ослабления, чем при прохождении через стены или межэтажные перекрытия. Поэтому, при рассмотрении проходимости сверхширокополосных промахаотических сигналов в зданиях, ими обычно пренебрегают [2].

Сверхширокополосные системы проектируются для работы на достаточно небольших расстояниях (порядка 30 метров). Но как раз такие геометрические размеры и интересуют при разработке «Умного дома». Самым сложным является вопрос, как именно распространяется сигнал в пределах этих 30 метров. В системах связи на СШП хаотических радиоимпульсах сложение отраженных лучей происходит по мощности, так как лучи с относительной задержкой более  $t = 1/\Delta F$ , где  $\Delta F$  – ширина полосы частот СШП сигнала, оказываются некоррелированными. Чтобы понять, какая интерференционная картина образуется при использовании СШП хаотических радиоимпульсов, был проведен эксперимент в городской жилой квартире в доме с железобетонными стенами серии П44Т [2-3]. Данные исследований приведены на рисунке 2.

Эти данные показывают, что коэффициенты ослабления при увеличении расстояния от генератора увеличиваются примерно также, как при использовании стандартных технологий связи. Однако следует отметить отсутствие «мелкозернистой» интерференционной картины: перемещение передатчика относительно приемника в пределах 10 см не оказывается на уровне принимаемого сигнала [2]. Благодаря этому, нет необходимости иметь запас по мощности излучения передатчика.

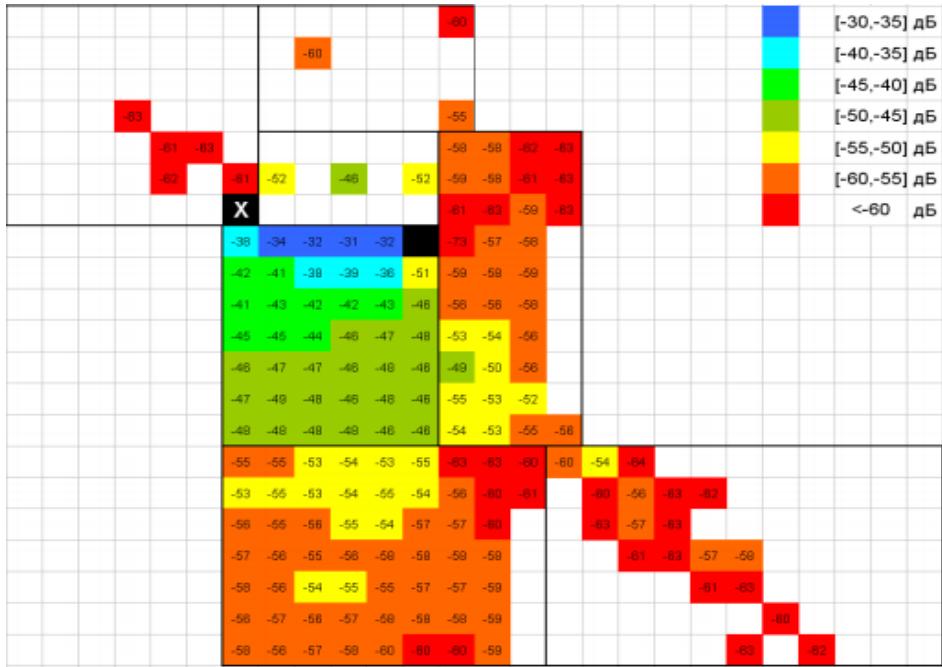


Рис. 2. Ослабление СШП хаотического сигнала при распространении в жилом помещении

Таким образом, система связи на хаотических радиоимпульсах демонстрирует существенно лучшие характеристики в условиях реальной сложной среды [2].

### 3. ВЫБОР ГЕНЕРАТОРА ХАОСА ДЛЯ СИСТЕМЫ «УМНЫЙ ДОМ»

Для организации системы требуется хорошо изученный и реализуемый генератор с достаточной гладкой спектральной характеристикой на высоких частотах. Желательно выбрать робастный генератор хаоса, хаотичность колебаний которого не зависит от изменения параметров системы. Наиболее распространенные типы генераторов хаоса [5]:

- Генератор Колпитца («ёмкостная трёхточка»);
- Генератор Хартли («индуктивная трёхточка»);
- Простой RC-генератор хаоса на двух транзисторах;
- Схема Чуа;
- Усовершенствованная схема Чуа;
- Генераторы, предложенные литовской группой;
- Системы с грубым гиперболическим хаосом.

Это наиболее распространенные низкочастотные решения, но не все из них обладают возможностью перестройки для генерации колебаний с частотами порядка нескольких гигагерц. Поэтому, они были промоделированы в пакете для моделирования цифровых и аналоговых систем и было установлено, что возможностью генерировать колебания с частотой порядка нескольких ГГц обладают генератор Колпитца, генератор Хартли и генератор гиперболического хаоса.

Увеличение частот генерации для трехточек возможно с использованием модели Гуммель-Пуна (или Гуммеля-Пуна).

Параметры этой модели учитывают нелинейные эффекты на больших частотах, паразитные емкости, зависимость от температуры, шумы и т.п. и именно она применяется для описания динамических режимов высокочастотных транзисторов. С математической точки зрения при этом производится переход от математической модели, описываемой тремя обыкновенными дифференциальными уравнениями первого порядка к математическим моделям, описываемыми десятками дифференциальных уравнений [3].

На практике моделирование осуществлялось с помощью схемы замещения, в которую вводятся элементы, уточняющие особенности работы транзисторов на высоких частотах. Также применяются пакеты, в которых уже существуют сверхвысокочастотные модели транзисторов.

Схемы, разработанные в пакете моделирования цифровых и аналоговых систем, осциллограммы сигналов и их спектры для генераторов Колпитца, Хартли [4] и генераторов гиперболического хаоса [6-8] приведены на рисунках 3, 4 и 5 соответственно.

Затем производились изменения параметров элементов, входящих в схемы генераторов. Например, изменялась емкость конденсаторов, сопротивление резисторов и индуктивность катушек. Было замечено, что наилучшей рабочей способностью обладают генераторы Колпитца и Хартли. В остальном, их характеристики крайне похожи, поэтому для реализации системы «Умный дом» они могут быть использованы взаимозаменяемо.

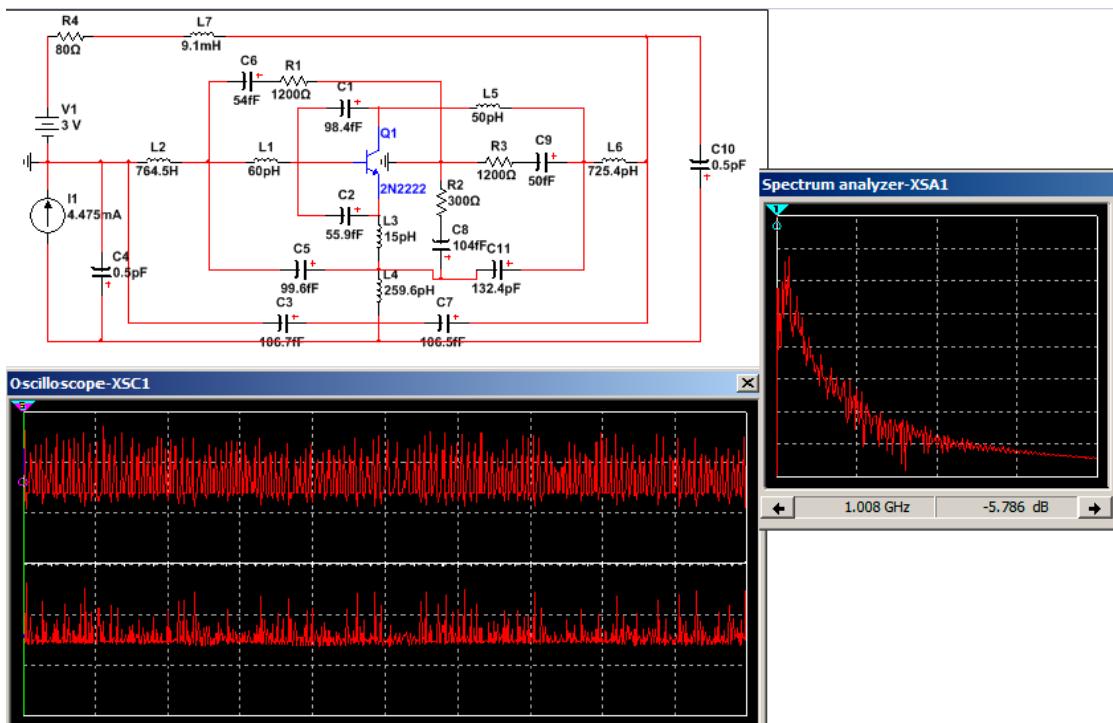


Рис. 3. Моделирование генератора Колпитца

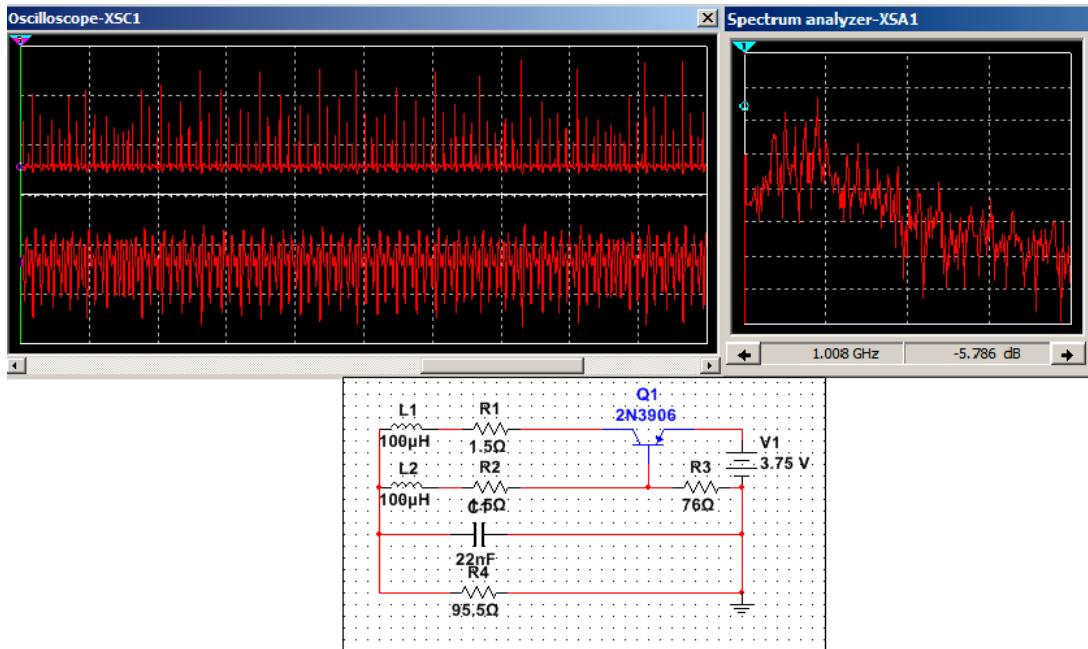


Рис. 4. Моделирование генератора Хартли

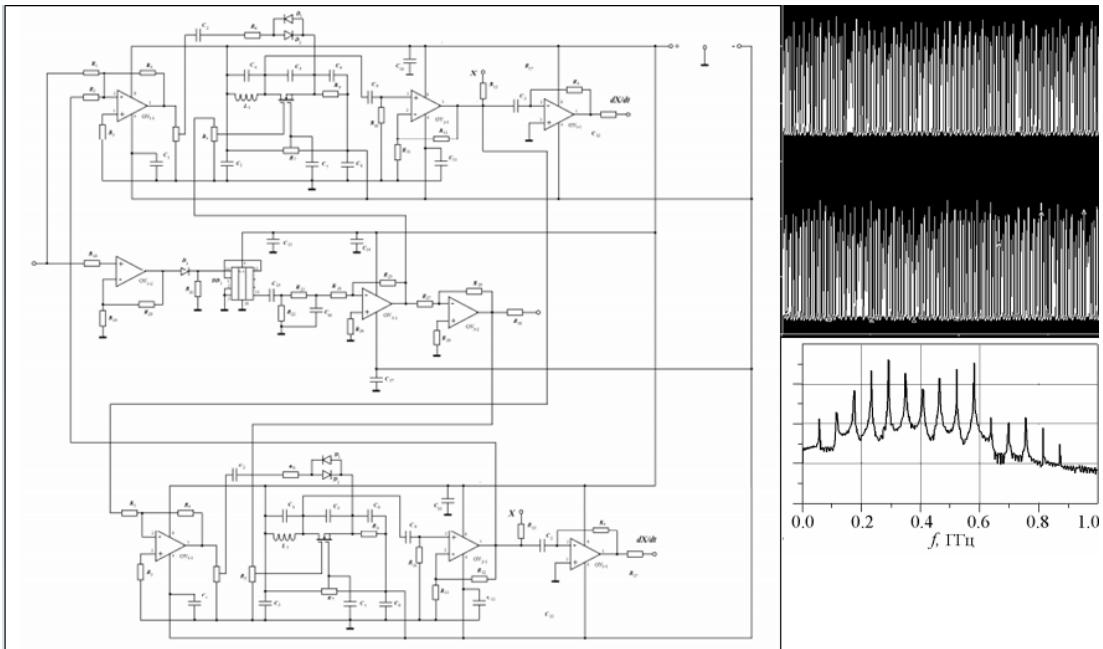


Рис. 5. Моделирование генератора гиперболического хаоса.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, реализация «Умного дома» с помощью хаотической связи имеет смысл с целью улучшения проходимости сигналов через элементы строительных конструкций и уменьшения искажений при распространении в сложной пространственной архитектуре современных помещений. В ходе моделирования поведения различных генераторов хаоса, было определено, какие из них подходят для системы. Это генераторы моделей Колпитца и Хартли. Дальнейшая реализация системы не сильно отличается от технической реализации уже существующих систем.

## 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. Дмитриев А.С., Рыжков А.И., Попов М.Г. Прямохаотические средства связи и активные радиометки для интернета вещей и интернета робототехники// Информационные технологии, 2018. – С. 313-323.
2. Андреев Ю.В., Кузьмин Л.В., Мохсени Т.И., Румянцев Н.В., Рыжков А. И. Распространение сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в условиях домашних помещений и офисов// Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН., Москва, 2012. – 5 с.
3. Рыжков А.И., Лазарев В. А., Мохсени Т. И., Никеров Д. В., Андреев Ю. В., Дмитриев А. С., Чубинский Н. П. Ослабление сверхширокополосных хаотических сигналов диапазона 3-5 ГГц при прохождении через стены зданий// Журнал радиоэлектроники, № 5. 2012. – С. 1–15.
4. Кузнецов С.П. Простые электронные генераторы хаоса и их схемотехническое моделирование. // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика, Т. 26, № 3, 2018. – С. 35–61.
5. Дмитриев А.С., Клецов А.В., Лактюшкин А.М., Панас А.И., Старков С.О., Хилинский А.Д Сверхширокополосная беспроводная связь на основе динамического хаоса. // Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН., Москва, 2006. – 49 с.
6. Ерофеев В.С., Кузнецов С.П., Селезнев Е.П. ВЧ генератор гиперболического хаоса. // Тезисы докладов XII Всероссийской конференции молодых ученых, Москва, 2017. – С. 57-58.
7. Ефремова Е.В., Атанов Н.В., Дмитриев Ю. А. Генератор хаотических колебаний радиодиапазона на основе автоколебательной системы с 2.5 степенями свободы// Изв. вузов «ПНД», т. 15., № 1., 2007. – С. 23-41.
8. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н. А., Панас А.И., Старков С.О. Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио- и СВЧ-диапазонах. // Радиотехника, № 3, 2000. – С. 9.

## REFERENCES

1. Dmitriev A.S., Ryzhkov A.I., Popov M.G. Direct chaotic and active RFID tags for Internet of things and Internet of robotic things. Information technology, 2018. – Pp. 313-323.
2. Andreev U.V., Kuzmin L.V., Mohseni T.I., Rumyantsev N.V., Ryzhkov A.I. Propogation of ultra-wideband chaotic radio pulses in home and office environments. M.:, 2012. – 5 p.
3. Ryzhkov A.I., Lazarev V.A., Mohseni T.I., Nikerov D.V., Andreev U.V., Dmitriev A.S., Chubinskii N.P. Attenuation of ultra-wideband chaotic signals in the range of 3-5 GHz when passing through the walls of buildings.// Radio Electronics Journal, No. 5, 2012. – Pp. 1-15.
4. Kuznetsov S.P. Simple electronics chaos generators and their circuit simulation// Proceedings of Universities. Applied nonlinear dynamics. Vol 26, No. 3, 2018. – Pp. 35-61.
5. Dmitriev A.S., Kletsov A. V., Laktyshkin A.M., Panas A.I., Starkov S.O., Hilinskii A.D. Ultra-wideband wireless communications based on dynamic chaos// Institute of Engineering and electronics named after Kotelnikov, M.:, 2006. – 49 p.
6. Erofeev V.S., Kuznetsov S.P., Seleznev E.P. HF generator of hyperbolic chaos. // Abstracts XII of All-Russian conference of ground scientists. M.: 2017. – Pp. 57-58.
7. Efremova E.V., Atanov N.V., Dmitriev U.A. Generator of chaotic radio pulses based on self-oscilatting system with 2.5 degrees of freedom. //Pro. Of Universities «PND», Vol. 15, No. 1, 2007. – Pp. 23-41.
8. Dmitriev A.S., Kyarginskii B.E., Maksimov N.A., Panas A.I., Starkov S. O. Perspectives of creation of straight chaotic systems in radio- and HF diapasones. //Radio Engineering, No. 3, 2000. – Pp. 9.

## АЛГОРИТМ РАБОТЫ УНИВЕРСАЛЬНОГО АНТЕННОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ТИПА

И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов

АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, РФ

**Аннотация.** Современные телекоммуникационные авиационные системы, работающие в ДКМВ диапазоне, должны обеспечивать надежную работу с широким спектром разнотипных антенн, размещаемых на летательных аппаратах. Одним из вариантов повышения надежности связи является согласование радиочастотных фидеров с антеннами различных типов в широкой полосе частот. От решения этой задачи напрямую зависят достоверность передачи информации и дальность связи, масса и габариты бортовых радиостанций и комплексов радиосвязи.

В статье приведена структурная схема и описан алгоритм работы универсального антенного согласующего устройства распределенного типа, предназначенного для согласования разнотипных бортовых антенн ДКМВ диапазона.

**Ключевые слова:** антенное согласующее устройство, алгоритм.

## ALGORITHM OF OPERATION OF THE UNIVERSAL ANTENNA COUPLER OF THE DISTRIBUTED TYPE

I. Yu. Khlopushin, A. A. Tsvetnov

JSC " NPP "Polet", Nizhny Novgorod, RF

**Abstract.** Modern telecommunication aviation systems operating in HF band should provide reliable performance with a wide range of different-type antennas installed on aircraft. One of the means to improve communication reliability is matching of radio-frequency feeders with antennas of different types in a wide frequency band. Data transmission validity, communication range, weight and dimensions of on-board radio stations and radio communication complexes directly depend upon the solution of this problem.

This article presents a structure diagram and describes an operation algorithm of all-purpose distributed-type antenna tuning unit designed to provide matching of different-type on-board HF antennas.

**Keywords:** antennacoupler, algorithm.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Универсальное антенное согласующее устройство распределенного типа (УнАСУРТ)[1] состоит из двух коммутируемых на входе и выходе согласующих контуров (СК) «распределенного» типа, узлов «грубой настройки» 1 и 2 (рисунок 1) и устройства управления, которое осуществляет выбор и подключение дискретных элементов согласующих контуров и узлов УнАСУРТ. За счет соответствующих процедур управления происходит настройка элементов УнАСУРТ на любую частоту в пределах заданного диапазона частот. Коммутация элементов и узлов УнАСУРТ осуществляется с помощью высокочастотных вакуумных выключателей и переключателей поляризованного типа, имеющих два устойчивых состояния, за счет чего уменьшается энергопотребление УнАСУРТ.

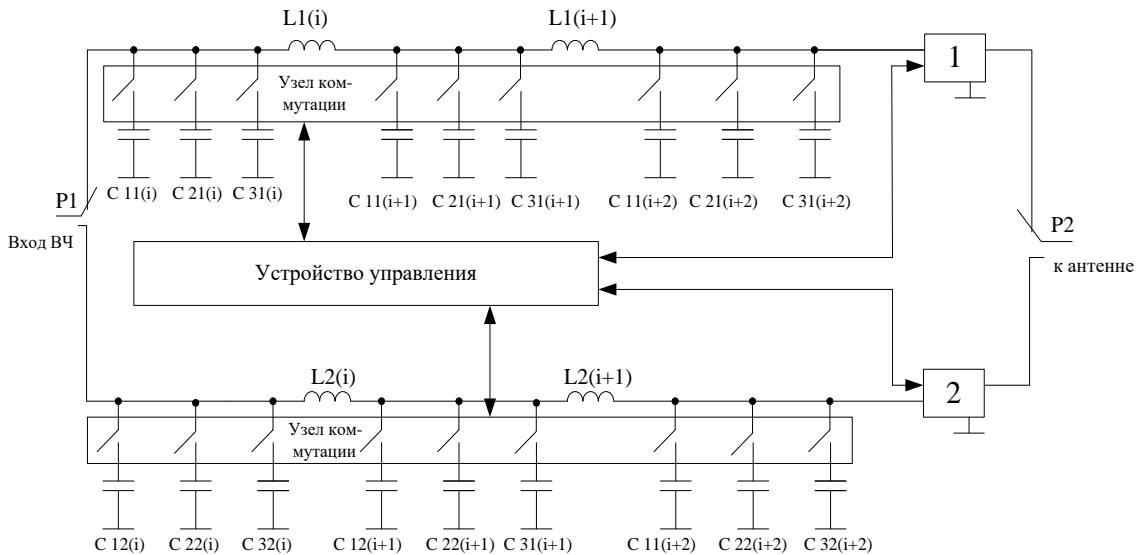


Рис. 1. Структурная схема УнАСУРТ.

СК1 и СК2 «распределенного» типа представляют собой отрезки длинной линии, составленные из идентичных П-образных звеньев фильтра низких частот (ФНЧ), с включенными последовательно катушками индуктивности  $L_1(i)$  и  $L_2(i)$  и параллельно конденсаторами  $C_{11}(i)$  и  $C_{12}(i)$ , номиналы которых рассчитываются таким образом, чтобы электрическая длина каждого звена была  $\theta=\pi/2$ .

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Предложен линейный алгоритм работы УнАСУРТ, обеспечивающий высокую скорость и точность настройки, достижение максимального значения КБВ на любой частоте в пределах заданного диапазона частот (рисунок 2).

Алгоритм работы УнАСУРТ состоит из двух частей:

-1-я часть: исходя из типа антенны и частоты сигнала коммутируются (при необходимости) элементы узлов 1 или 2;

-2-я часть: работает алгоритм настройки согласующего контура распределенного типа, основанный на пошаговом измерении амплитудных значений высокочастотных напряжений в согласующих контурах, и, в соответствии с полученными значениями, изменением по заданному закону параметров импеданса в контурах следующим образом: в первом контуре - путем коммутации взамен ранее параллельно подключенных конденсаторов  $C_{11}(i)$  конденсаторов  $C_{21}(i)=C_{1min}$  или  $C_{31}(i)=C_{1max}$ ; во втором контуре - путем коммутации взамен ранее параллельно подключенных конденсаторов  $C_{12}(i)$  конденсаторов  $C_{22}(i)=C_{2min}$  или  $C_{32}(i)=C_{2max}$ .

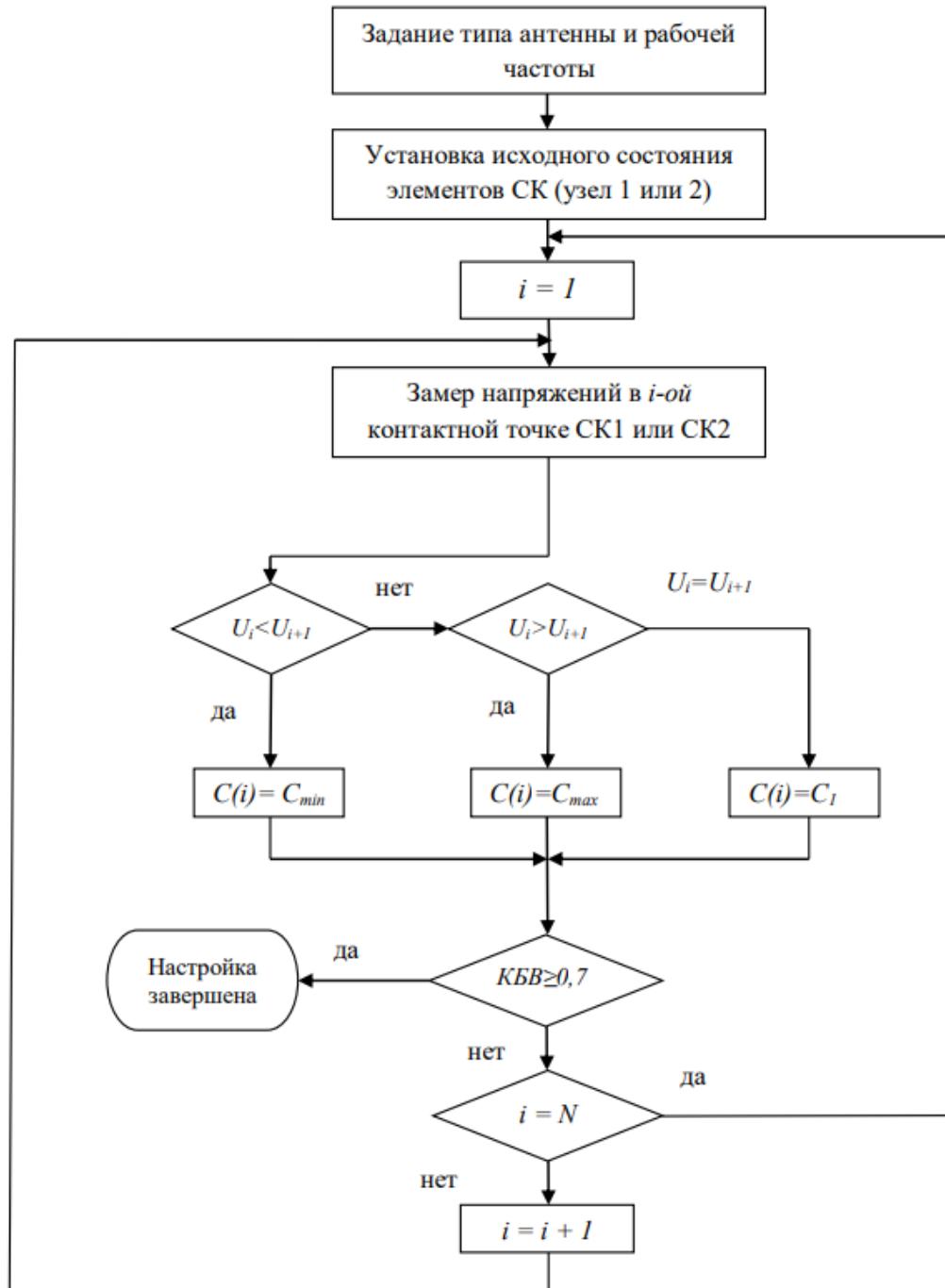


Рис. 2. Блок-схема алгоритма настройки УнАСУРТ.

В процессе проектирования рассматривались несколько алгоритмов настройки УнАСУРТ, из которых выбран основанный на измерении и сравнении в устройстве управления амплитуд высокочастотных напряжений в соседних ячейках каждого звена подключенного согласующего контура (начиная от антенны), с последующей коммутацией необходимых реактивных элементов согласующего контура следующим образом:

- если амплитуда напряжения на входе антенны ( $U_{ант}$ ) больше амплитуды напряжения в  $N$ -й, ближайшей к антенне, ячейке любого согласующего контура, на величину, большую уровня нечувствительности « $\delta U$ » сравнивающего устройства, т.е.

$$U_{ант} > U_N + \delta U, \quad (1)$$

то посредством устройства управления в  $N$ -й ячейке коммутируются емкости

$$C_{21}(1) = C_{1\min} \text{ или } C_{22}(1) = C_{2\min}; \quad (2)$$

- если амплитуда напряжения в  $i$ -й ячейке меньше амплитуды напряжения в  $(i+1)$ -й ячейке на величину, большую уровня нечувствительности сравнивающего устройства микроконтроллера, т.е.

$$U_i < U_{i+1} - \delta U, \quad (3)$$

то посредством устройства управления в  $i$ -й ячейке коммутируются емкости

$$C_{21}(i) = C_{1\min} \text{ или } C_{22}(i) = C_{2\min}; \quad (4)$$

- если амплитуда напряжения на входе антенны ( $U_{ант}$ ) меньше амплитуды напряжения в  $N$ -й, ближайшей к антенне, ячейке любого согласующего контура, на величину, большую уровня нечувствительности « $\delta$ » сравнивающего устройства, т.е.

$$U_{ант} < U_N - \delta U, \quad (5)$$

то посредством устройства управления в  $N$ -й ячейке коммутируются емкости

$$C_{21}(1) = C_{1\max} \text{ или } C_{22}(1) = C_{2\max}; \quad (6)$$

- если амплитуда напряжения в  $i$ -й ячейке больше амплитуды напряжения в  $(i+1)$ -й ячейке на величину, большую уровня нечувствительности сравнивающего устройства, т.е.

$$U_i > U_{i+1} + \delta U, \quad (7)$$

то посредством устройства управления в  $i$ -й ячейке коммутируются емкости

$$C_{31}(i) = C_{1\max} \text{ или } C_{32}(i) = C_{2\max}; \quad (8)$$

- если напряжения в соседних ячейках равны или отличаются на величину, меньшую уровня нечувствительности сравнивающего устройства, изменения емкости не происходит.

Сравнение напряжений и коммутация необходимых элементов схемы происходит в микроконтроллере устройства управления. Таким образом, происходит настройка на каждую конкретную частоту в пределах рабочего диапазона частот.

Такой алгоритм позволяет быстро (не более 10 с «по алгоритму») и с высокой точностью проводить настройку УнАСУРТ во всем рабочем диапазоне частот. Линейность алгоритма является важнейшим условием стабильности работы УнАСУРТ с антеннами различных типов во всем рабочем диапазоне частот. Алгоритм позволяет работать с простой схемой согласующего контура УнАСУРТ, составленной из одинаковых «распределенных» индуктивностей, набора переключаемых емкостей и устройством управления, выполняющим функцию реализации приведенного выше алгоритма. Данное техническое решение защищено патентом РФ [2].

Устройство управления УнАСУРТ предназначено для автоматического подбора органов настройки элементов СК1, СК2 и узлов 1 и 2, при которых обеспечивается требуемое значение КБВ УнАСУРТ.

Функции УнАСУРТ выполняются либо при взаимодействии аппаратных средств с программным обеспечением (ввод–вывод информации, тест встроенного контроля и другие функции), либо с помощью программного обеспечения – контроль входной информации, формирование выходной информации, выполнение алгоритма управления УнАСУРТ.

Программа настройки УнАСУРТ совместно с аппаратной частью обеспечивает:

- автоматическую настройку УнАСУРТ в рабочем диапазоне частот;
- время настройки УнАСУРТ на произвольной частоте (настройка по алгоритму) – не более 6 с;
- время настройки УнАСУРТ на предварительно настроенных частотах (настройка по памяти) – не более 150 мс;
- работу с радиостанцией в соответствии с протоколом обмена;
- встроенный контроль технического состояния УнАСУРТ.

УнАСУРТ имеет два режима настройки:

- настройка «по алгоритму»;
- настройка «по памяти» на предварительно настроенных частотах.

В режиме настройки УнАСУРТ «по алгоритму» при включении радиостанции или при ее перестройке элементы распределенного СК устанавливаются в исходное состояние (подключены конденсаторы  $C_1(i) = C_1$  и катушки индуктивности  $L(i)$ ). Элементы узлов 1 и 2 устанавливаются в зависимости от выбранной рабочей частоты и типа антенны.

Процесс настройки блока завершается, когда из датчика КБВ поступит сигнал, соответствующий достижению на входе УнАСУРТ уровня  $KBV \geq 0,7$ . После этого информация о состоянии органов настройки согласующего контура, соответствующая данной частоте, запоминается в репрограммируемом запоминающем устройстве (РПЗУ) устройства управления.

В режиме настройки УнАСУРТ «по памяти», в зависимости от установленной рабочей частоты радиостанции ( $F_{раб}$ ), в устройство управления в последовательном

биполярном коде поступает информация о рабочей частоте  $F_{раб}$ , а также о других частотах:  $F_n$  – нижняя граница текущего поддиапазона частот, в пределах которого сохраняется требуемый КБВ,  $F_e$  – верхняя граница текущего поддиапазона частот, в пределах которого сохраняется требуемый КБВ,  $\Delta F = F_e - F_n$  – размер текущего поддиапазона частот, в пределах которого сохраняется требуемое значение КБВ.

1-й диапазон:	2-й диапазон:	3-й диапазон
$F_n = 2,0 \text{ МГц}$	$F_n = 4,0 \text{ МГц}$	$F_n = 12,0 \text{ МГц}$
$F_e = 3,999 \text{ МГц}$	$F_e = 11,999 \text{ МГц}$	$F_e = 30 \text{ МГц}$
$\Delta F = 1 \text{ кГц}$	$\Delta F = 50 \text{ кГц}$	$\Delta F = 100 \text{ кГц}$

Считанная из РПЗУ информация о включении дискретных элементов настройки согласующего контура, соответствующая установленной рабочей частоте ( $F_{раб} - \Delta F \leq F_{раб} \leq F_{раб} + \Delta F$ ), передается в выходные порты, где она запоминается и поступает далее на входы высокочастотных транзисторов, которые непосредственно управляют высокочастотными реле, коммутирующими элементы согласующего контура.

После включения реле с блока усилителя мощности радиостанции или комплекса связи на вход УнАСУРТ подается настроочный радиосигнал, мощностью (40-50) Вт на время не более 50 мс для оценки уровня КБВ. Если значение КБВ на входе УнАСУРТ оказывается не менее 0,7, процесс настройки заканчивается. В противном случае УнАСУРТ переводится из исходного состояния в режим настройки «по алгоритму» с перезаписью информации в РПЗУ.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В 2015-16 г.г. на предприятии АО «НПП Полет» был изготовлен опытный образец УнАСУРТ мощностью 400 Вт в пике огибающей, и на специализированном технологическом оборудовании проведены настройка и лабораторные испытания на эквиваленты бортовых ДКМВ антенн различных типов.

### ЛИТЕРАТУРА

- Хлопушин И.Ю. К разработке широкополосных адаптивных согласующих устройств для различных типов КВ антенн. // XIX Международная научно-техническая конференция «Радиолокация. Навигация. Связь» - Воронеж, 2013, Т. 2 - С. 813-819.
- Хлопушин И.Ю., Кейстович А.В., Анохина Е.С. Устройство и способ согласования радиопередающего антенно-фидерного тракта с антennами различных типов. RU 2 682 024 C1, заяв.10.10.2017, опубл. 14.03.2019.

### REFERENCES

- Khlopushin I. U. Towards the development of broadband adaptive matching devices for various types of HF antennas.//XIX international scientific-technical conference "Radar. Navigation. Communication" – Voronezh, 2013, Vol. 2 - Pp. 813-819.
- Khlopushin I. U., KejstovichA. V., Anokhina E. S. Device and method of approval of a radio transmitting antenna-feeder tract with antennas of different types. RU 2 682 024 C1, stated. 10.10.2017, publ. 14.03.2019.

# АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ АППАРАТУРЫ НАВЕДЕНИЯ РАКЕТ И ПОДКАЛИБЕРНЫХ СНАРЯДОВ НА ОСНОВЕ АНТЕНН ВИВАЛЬДИ

А.В. Негровов<sup>1</sup>, В.В. Негровов<sup>1</sup>, Ю.Г. Пастернак<sup>2,3,4,5</sup>, В.А. Пендурин<sup>5</sup>

<sup>1</sup>АО «НКТБ «Феррит», г. Воронеж, Россия

<sup>2</sup> Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

<sup>3</sup> ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

<sup>4</sup>АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия

<sup>5</sup> АО НПП «Автоматизированные системы связи», г. Воронеж, Россия

**Аннотация.** Исследованы характеристики предлагаемой антенной системы на основе антенн Вивальди для использования в системах наведения управляемых ракет калибром 10 мм и подкалиберных снарядов. Путем численного моделирования разработанной модели и натурных исследований изготовленного макета были получены диаграммы направленности антенн, а также амплитудно-фазовые характеристики на выходах пеленгатора. Сформулированы рекомендации по конструктивным и функциональным особенностям радиопеленгатора для достижения высокой точности наведения ракеты или снаряда на цель.

**Ключевые слова:** антenna Вивальди; диаграмма направленности; радиопеленгация; ракета; подкалиберный снаряд.

## ANTENNA SYSTEM FOR GUIDING ROCKETS AND SUB-CALIBER PROJECTS BASED ON VIVALDI ANTENNAS

A.V. Negrobov<sup>1</sup>, V.V. Negrobov<sup>1</sup>, Y.G. Pasternak<sup>2,3,4,5</sup>, V.A. Pendyurin<sup>5</sup>

<sup>1</sup> JSC “SDTB “Ferrit”, Voronezh, Russia

<sup>2</sup> Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

<sup>3</sup> MESC AF “N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy”, Voronezh, Russia

<sup>4</sup> JSC “Concern “Sozvezdie”, Voronezh, Russia

<sup>5</sup> JSC “ACS”, Voronezh, Russia

**Abstract.** The characteristics of the proposed antenna system based on Vivaldi antennas for use in guidance systems for guided missiles with a caliber of 10 mm and sub-caliber projectiles have been investigated. By numerical simulation of the developed model and field studies of the manufactured model, antenna directional patterns were obtained, as well as amplitude-phase characteristics at the direction finder outputs. Recommendations are formulated on the design and functional features of a radio direction finder to achieve high accuracy in guiding a missile or projectile to a target.

**Keywords:** Vivaldi antenna; directional diagram; radio direction finding; rocket; sub-caliber projectile.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В данной работе авторами исследован вариант построения антенных систем, размещаемых на управляемых малокалиберных ракетах и подкалиберных снарядах, предназначенных для наведения непосредственно на цели при использовании стационарной радиолокационной станции (РЛС) для первичного целеуказания и подсветки целей. Подобный процесс наведения на цели может использоваться в условиях, когда необходимо поразить группу из движущихся целей, например, беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), особенностью которых является малость

геометрических размеров и широкая возможность маневрирования. В данных условиях пропускной способности стационарной радиолокационной станции может не хватить, поэтому перспективным является использование способа наведения, при котором стационарная РЛС осуществляет первичное распределение целей, а непосредственное наведение на каждую конкретную цель осуществляется аппаратурой самонаведения снаряда или ракеты.

Данные антенные системы, учитывая специфику размещения и условия функционирования, должны обладать малой массой, достаточной геометрической прочностью, а также создавать минимальное сопротивление воздушному потоку в процессе перемещения ракеты. Наилучшим случаем было бы использование уже существующей геометрии корпуса ракеты для размещения антенных элементов. Именно поэтому использование варианта построения антенной системы на основе использования антенн Вивальди является очень перспективным.

Проведенный авторами патентный поиск показал, что работы по повышению эффективности функционирования аппаратуры наведения ракет и снарядов, в том числе и подкалиберных, активно ведутся, о чем свидетельствуют многие источники, например [1-7]. Данные работы посвящены не только аппаратной составляющей задачи, а именно, разработке различных типов антенн, размещенных на ракетах или снарядах; но и в целом вопросам повышения точности наведения управляемых снарядов на цель, описывая варианты построения комплексов наведения, разработку алгоритмов и так далее.

Так, в работе [1] предлагается вариант диэлектрической резонаторной антенны для управляемых снарядов с системой наведения, в том числе и с использованием глобальной системы наведения (GPS). При этом авторами патента предложено размещать элементы антенны в виде штырей в носовой части снаряда или ракеты соосно с продольной осью корпуса. Диэлектрический резонатор в данном случае представляет собой носовой обтекатель ракеты или снаряда. Использование нескольких штыревых антенных элементов с определенным вариантом расположения обеспечивает формирование фазового центра антенной системы на оси вращения ракеты или снаряда, что исключает необходимость компенсации набега фазы, возникающего при вращении снаряда вокруг своей продольной оси в процессе перемещения к цели. Работа [2] посвящена проблеме улучшения массогабаритных и стоимостных характеристик устройств наведения и самонаведения ракет на цель путем использования N-приемных антенн, располагаемых в вертикальной плоскости перпендикулярно продольной оси ракеты на равном удалении друг от друга. Точным наведением ракеты на цель считается появление принятых сигналов от цели на всех N-приемных антенных. В случае отсутствия сигнала на некоторых выходах из N-антенн, делается вывод о приближении ракеты с промахом к цели, и следует дальнейшая корректировка направления полета ракеты согласно описываемому в работе методу.

В работах [3-7] предлагаются различные способы повышения точности наведения управляемого снаряда на цель, такие как: использование головки самонаведения (ГСН) на базе бесплатформенной навигационной системы, осуществляющей поиск цели и

дальнейшее наведение на нее [3]; либо высокоточное определение параметров скоростных летящих целей путем выделения целеподобных объектов от помех фона и иных низкоскоростных крупногабаритных помех, с дальнейшим определением параметров целей и сравнения их с «эталонными» образцами, хранящимися в памяти [4]. Кроме того, предлагаются методы формирования команд управления ракетами, которые обеспечивают бесперебойную связь РЛС с ракетой [5], или методы, повышающие точность наведения ракет на цель с помощью использования непрерывных сигналов с частотной модуляцией, осуществляющейся по одностороннему пилообразному линейно спадающему закону [6]. Заслуживает внимания и работа [7], посвященная описанию боеприпасов с высокоточным наведением на цель, в том числе и для носимого оружия пехоты (винтовки или ружья). Принцип функционирования изобретения включается в себя поиск цели с помощью оптического прицела, захват цели с помощью инерциального измерительного блока, и дальнейшее сопровождение полета управляемой пули с корректировкой направления полета для точного поражения цели. Для этого используется радиолокационный блок, состоящий из множества приемных антенных решеток, принимающих сигналы радиолокационного моноимпульсного маяка от пули. Сигналы, полученные радаром от пули, используются для определения положения пули и ее крена.

## 2. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Исследуемая антенная система для аппаратуры наведения основана на использовании несимметричных антенн Вивальди, расположенных на консолях крыла ракеты. Внешний вид данной антенной системы представлен на рис. 1.

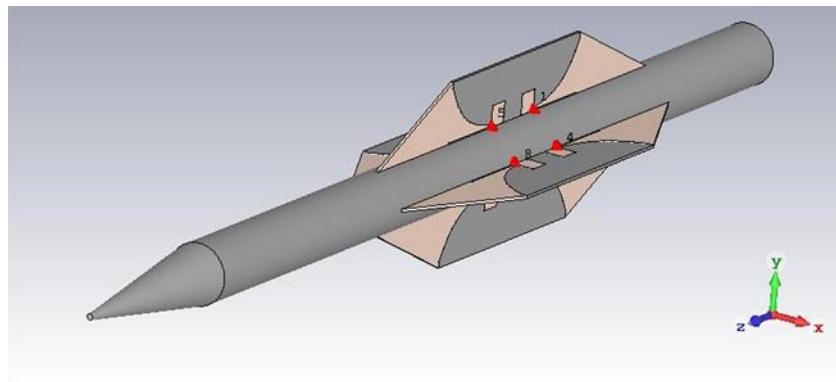


Рис. 1 Внешний вид конструкции антенной системы ГСН из 8 несимметричных антенн типа Вивальди

Данный вариант антенной системы состоит из 8 несимметричных антенн типа Вивальди с «запиткой» от коаксиальных линий с волновым сопротивлением 50 Ом, уходящих внутрь ракеты, рабочая частота составляет 10 ГГц. Диаметр ракеты – 10 мм. Размах консолей крыла – 20 мм. Полная длина стержня – 186 мм (30 мм – заостренный «нос»; 50 мм – от диэлектрических вставок до «носа»; 76 мм – полная длина антенны с диэлектрическими вставками; 30 мм – от кормы до диэлектрических вставок антенны). Диаметр стержня – 10 мм. Высота стабилизаторов – 10 мм.

На рис. 2 приведена диаграмма направленности (ДН) одного антенного элемента, направленного в сторону носа ракеты.

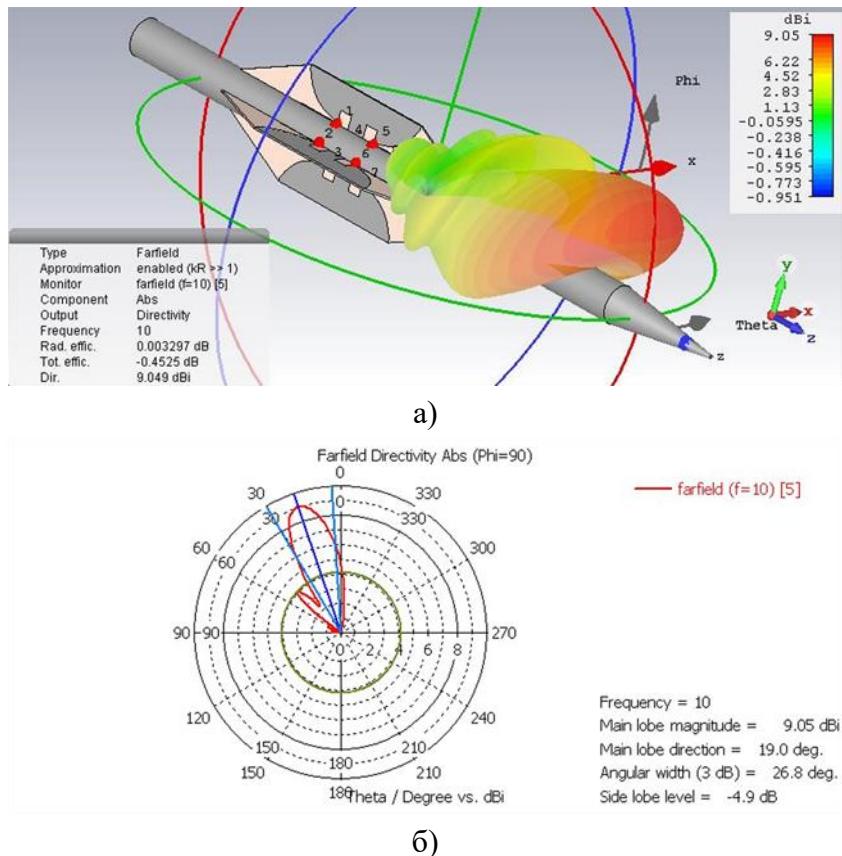
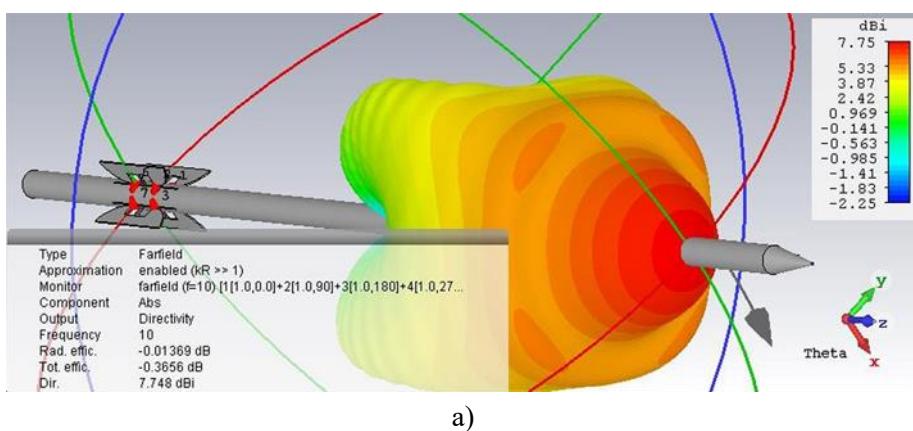
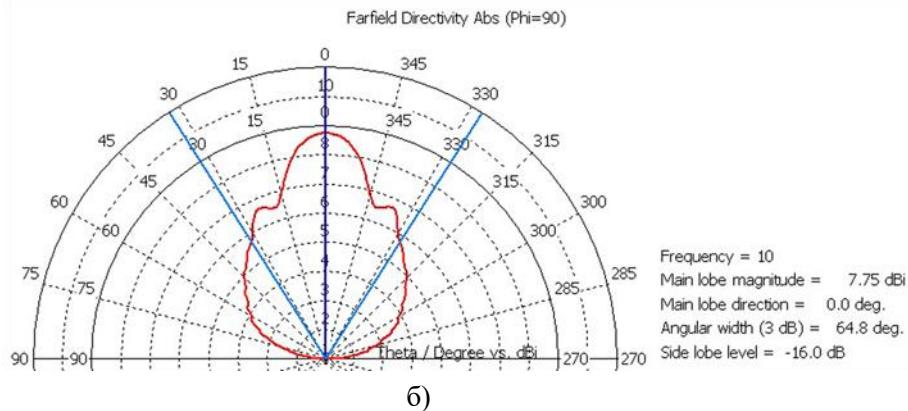


Рис. 2 Диаграмма направленности (ДН) одного антенного элемента, направленного в сторону носа ракеты: а) ДН в пространстве; б) ДН в угломестной плоскости.

При квадратурном суммировании сигналов от 4-х антенных элементов одного направления (вперед или назад) получается суммарная диаграмма направленности, показанная на рис. 3.





б)

Рис. 3 Суммарная диаграмма направленности при квадратурном сложении сигналов с 4-х антенных элементов одного направления: а) ДН в пространстве; б) ДН в угломестной плоскости

Как видно из приведенных выше рисунков, диаграммы направленностей данных антенных элементов обладают ярко выраженным главным лепестком, с коэффициентом усиления 9 дБи и шириной главного лепестка 26,8 градусов по уровню 3 дБ. При квадратурном же суммировании сигналов от 4-х антенных элементов получается диаграмма направленности с главным лепестком, направленным вдоль оси ракеты с коэффициентом усиления 7,75 дБи и шириной 64,8 градусов по уровню 3 дБ. Стоит отметить, что аналогичная ДН формируется как в направлении носа ракеты, так и в обратном направлении, что позволяет устанавливать канал связи между антенной системой ракеты и стационарной РЛС.

### 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Для проверки возможности определения направления на цель с помощью радиопеленгации был разработан и изготовлен макет фазового пеленгатора, структурная схема которого показана на рис. 4, а внешний вид изображен на рис. 5.

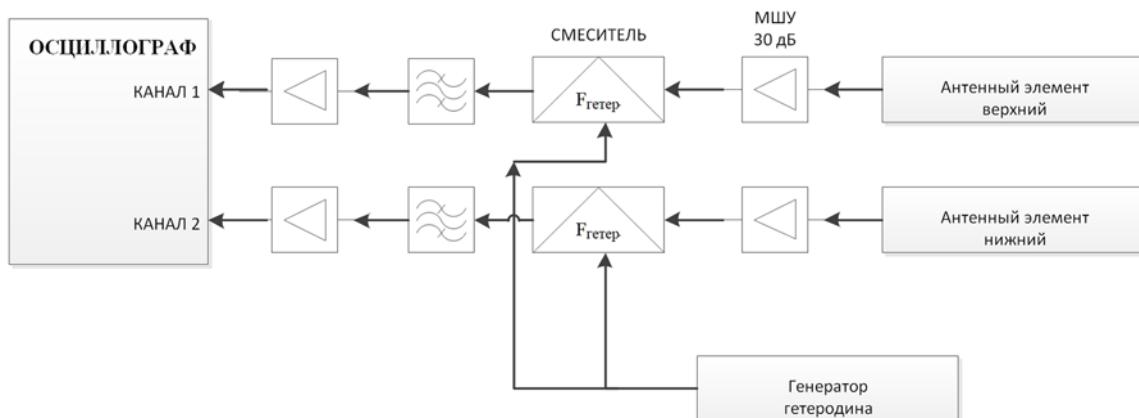


Рис. 4 Структурная схема макета фазового пеленгатора

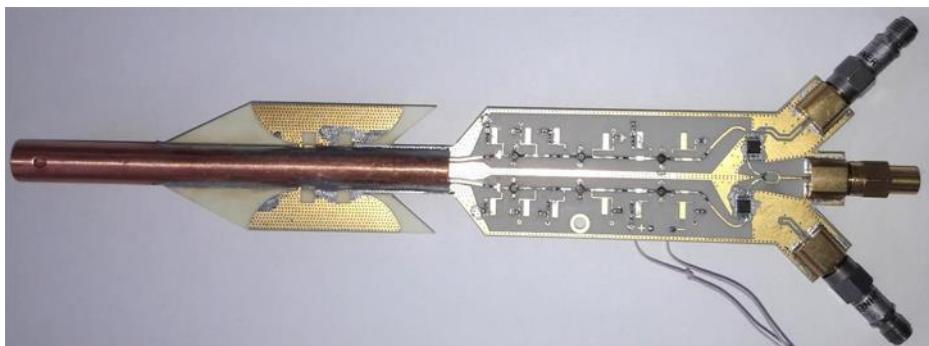


Рис. 5 Фото макета фазового пеленгатора

В макете использовались только две консоли крыла с размещенными на них антеннами. На каждой консоли размещено две антенны, одна из которых, направленная в сторону носа ракеты, подключена к усилителю. Антенные элементы были выполнены на печатной плате из материала Rogers RO4003, опаянной в разрез медной трубы диаметром 10 мм, имитирующей корпус ракеты с крыльями. На данной печатной плате было размещено 2-х канальное радиоприемное устройство, осуществляющее прием сигналов на частоте 10,0 ГГц и перенос его на частоту 100 кГц. Каждый канал радиоприемного устройства содержал 3-х каскадный малошумящий усилитель на полевых транзисторах с общим коэффициентом усиления около 30 дБ и коэффициентом шума около 0,8 дБ и смеситель, осуществлявший перенос входного сигнала на частоту 100 кГц. Выходные сигналы каждого канала радиоприемного устройства поступали на вход 2-х канального осциллографа с полосой пропускания 250 МГц для наблюдения за разностью фаз в 2-х каналах.

Для проверки работы макета пеленгатора с различными длинами металлической части (корпуса ракеты), от носа ракеты до антенных элементов, были изготовлены различные металлические вставки (удлинители) позволяющие обеспечить следующие длины металлической части впереди антенны: 50 мм, 150 мм и 320 мм.

Для проведения испытаний фазового пеленгатора внутри помещения было организовано рабочее место в соответствии со схемой, показанной на рис. 6. Рабочее место состояло из имитатора «подсвета» (генератора сигналов и рупорной антенны), имитатора цели (металлической пластины площадью 0,5 квадратных метра) и испытываемого макета пеленгатора.

Испытания проводились в помещении размером 6 x 10 метров при 2-х различных расстояниях «L» между отражательной пластиной и макетом пеленгатора: 3 метра и 8 метров. На каждом из указанных расстояний проводилось смещение отражательной пластины в пределах  $\pm 1$  метр, и с помощью поворотного устройства осуществлялось вращение макета пеленгатора (изменение угла ориентации оси ракеты на цель). Точность измерения угла поворота составляла  $\pm 0,1$  градуса.

В качестве генератора сигналов для имитатора подсвета использовался генератор Rohde&Schwarz SMA100B с диапазоном рабочих частот от 8 кГц до 20 ГГц, максимальной выходной мощностью 1 Вт. В качестве антенны использовалась рупорная антенна ПА-26А с диапазоном рабочих частот 1-18 ГГц и шириной основного лепестка диаграммы направленности на частоте 10 ГГц равного примерно 16 градусам.

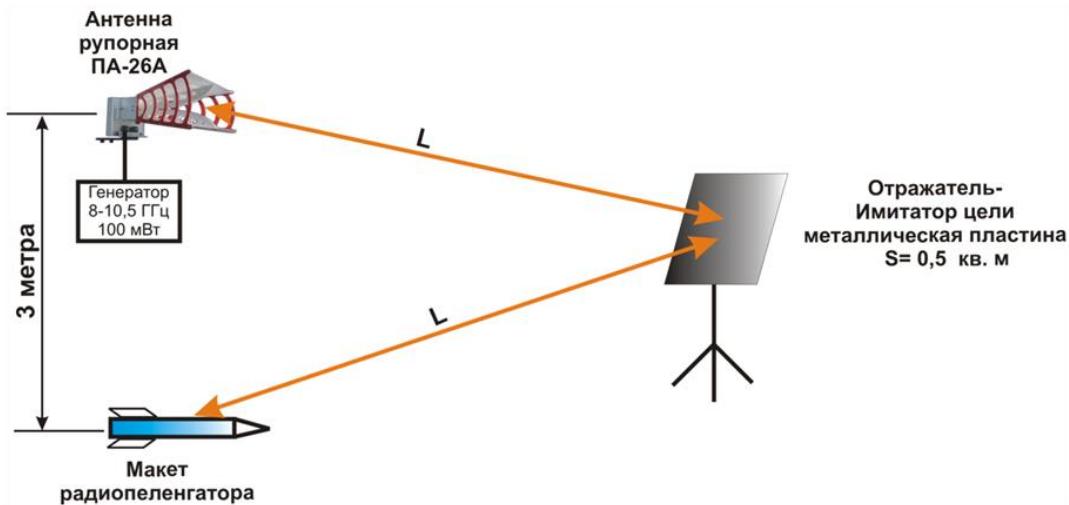


Рис. 6 Схема проведения испытаний макета фазового пеленгатора

Выходные сигналы каждого канала радиоприемного устройства поступали на вход 2-х канального осциллографа и отображались на экране дисплея ПК.

На рис. 7 показаны фото осциллограмм (копий экрана) с результатами измерений макета фазового пеленгатора на стенде при расположении источника подсвета точно по оси ракеты (рис. 7а), а также в случае смещения оси ракеты (вращение с помощью поворотного устройства) относительно цели на угол 7 градусов (рис. 7б).

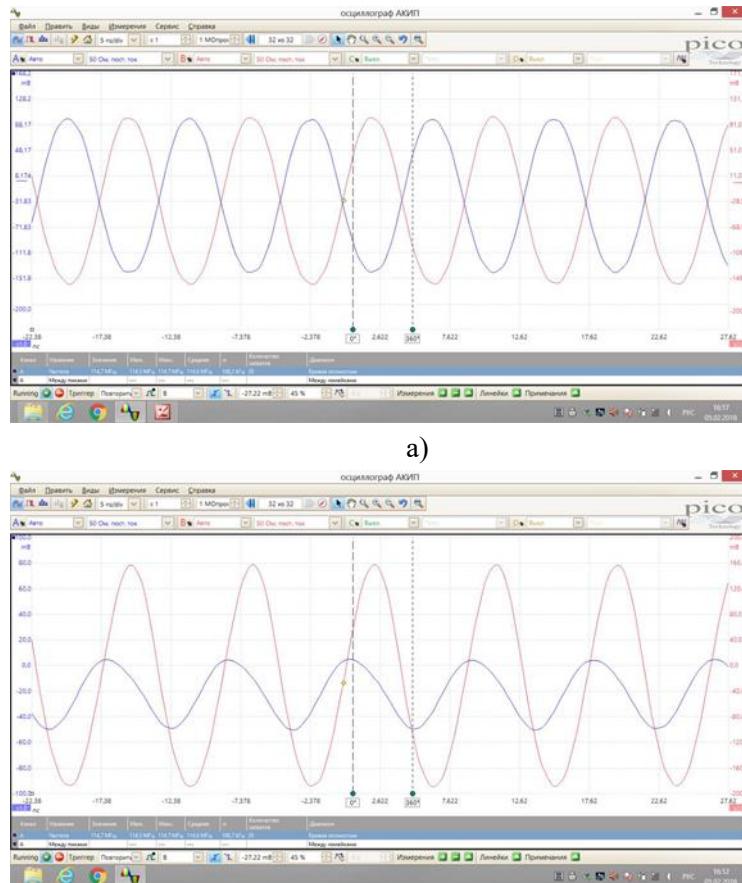


Рис. 7 Фото осциллограммы с результатами измерений макета фазового пеленгатора на стенде:  
а) при расположении источника подсвета точно по оси ракеты; б) при смещении оси ракеты относительно цели на угол 7 градусов

В первом случае фазы сигналов в каналах пеленгатора строго ортогональны и амплитуды одинаковы (рис.7а). При смещении оси ракеты наблюдается разность фаз между каналами и разность амплитуд принимаемых сигналов (рис. 7б)

Также были проведены детальные измерения разности фаз между каналами и значений амплитуд сигналов в каждом канале при отклонении оси ракеты от цели (с помощью поворотного устройства) в азимутальной плоскости на стенде. Частота сигнала источника «подсвета» равнялась 10,0001 ГГц. Мощность, подводимая к передающей антенне (рупору) составляла 15 дБм. Частота гетеродина равнялась 10 ГГц. Частота сигнала на выходе смесителя (частота ПЧ) - 100 кГц. Стабилизаторы макета ракеты были расположены в горизонтальной плоскости.

Замеры проводились при отклонении оси ракеты от цели через каждые 3 градуса в диапазоне углов  $\pm 30$  градусов от продольной оси ракеты.

Из полученных результатов были сделаны следующие выводы:

1. В диапазоне углов  $0 \pm 12 - 13$  градусов значение разности фаз (как функция от угла) носит монотонный характер, и не достигает значений 0 или 360 градусов. В этом диапазоне углов, используя полученные значения разности фаз и полученные значения амплитуд в каждом канале, можно однозначно определять угол на цель.
2. Диапазон углов  $0 \pm 12 - 13$  градусов, в котором значение разности фаз носит монотонный характер, определяется шириной диаграммы направленности основного лепестка антенны пеленгатора. Для расширения диапазона углов необходимо расширять диаграмму направленности основного лепестка антенны.
3. В диапазоне углов  $0 \pm 12 - 13$  градусов пеленгатор обладает чувствительностью 3- 15 градусов разности фаз на 1 градус отклонения от цели. Данная чувствительность достаточна высокая и может обеспечить достаточно высокую помехоустойчивость системы автоматического управления.

Помимо испытаний макета фазового пеленгатора внутри помещения, также были проведены испытания данного макета при размещении цели (отражательной пластины) на улице на расстоянии 16 м.

Имитатор «подсвета» цели (генератор сигналов с рупорной антенной) и макет пеленгатора были размещены у открытых окон 2-х соседних комнат, расположенных на 4-м этаже здания. Имитатор цели (отражательная пластина) размещена на улице на расстоянии 16 м от имитатора «подсвета» и макета пеленгатора. Имитатор цели состоял из листа металла размером 1x1,2 м, закрепленного основании на высоте (по верхней кромке) – 2,6 м. Угол подвеса листа можно было изменять, добиваясь максимального уровня сигнала, принимаемого пеленгатором.

Были проведены детальные измерения разности фаз между каналами и значений амплитуд сигналов в каждом канале, при отклонении оси ракеты от цели (с помощью поворотного устройства) в азимутальной плоскости на стенде. Частота сигнала источника «подсвета» - 10,0001 ГГц. Мощность, подводимая к передающей антенне (рупор) составляла 30 дБм. Частота гетеродина равнялась 10 ГГц. Частота сигнала на

выходе смесителя (частота ПЧ) - 100 кГц. Стабилизаторы ракеты были расположены в горизонтальной плоскости. Замеры проводились при отклонении оси ракеты от цели через каждый градус в диапазоне углов от минус 20 градусов до + 5 градусов от оси ракеты.

Из полученных результатов измерений макета фазового пеленгатора с отражателем (имитатором цели) размещенным на расстоянии 16 м был сделан вывод о том, данные результаты в целом совпали с результатами измерений в помещении, однако, потребовалось увеличить мощность генератора «подсвета» цели.

Таким образом, испытания макета фазового пеленгатора показали возможность использования метода фазовой пеленгации для определения направления на цель при использовании внешнего подсвета цели. При этом для повышения достоверности обнаружения цели, особенно в дальней зоне, необходимо использовать амплитудную пеленгацию цели, например, использовать возможность формирования суммарной диаграммы направленности при квадратурном или синфазном сложении сигналов с 4-х антенных элементов одного направления. Для конструкции ракеты диаметром – 10 мм и высотой стабилизаторов – 10 мм необходимо использовать частоту подсвета цели около 10 ГГц. Поляризация антенны устройства подсвета должна была круговая, так как изделие в полете может вращаться вокруг своей продольной оси. Для устойчивого приема сигналов от радара подсвета и отраженного сигнала от цели на каждом из 4-х стабилизаторов должно быть размещено по два антенных элемента, направленных, соответственно, в сторону носа и хвоста ракеты. Радиоприемное устройство с цифровой обработкой должно иметь восемь каналов, работающих синфазно от общего гетеродина. ГСН должна обеспечивать возможность измерения дальности до цели и определять ее скорость, а также оценивать направления вектора движения. ГСН должна обеспечивать при выполнении алгоритма наведения на цель использование методов амплитудной и фазовой пеленгации и использовать все возможные методы формирования диаграммы направленности антенных элементов: при квадратурном или синфазном сложении сигналов с 4-х антенных элементов, а также парциальной диаграммы направленности каждого отдельного антенного элемента антенной системы.

#### **4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Полученные в ходе математического моделирования и натурных экспериментов данные позволяют сделать вывод, что использование в качестве антенных систем для головок наведения ракет и подкалиберных снарядов, основанных на элементах антенны Вивальди, расположенных на консолях крыльев ракеты, является перспективным направлением за счет простоты конструкции данных систем, их интеграции в геометрию снаряда. Наличие заднего лепестка в ДН антенной системы, состоящей из элементов Вивальди, направленных в сторону задней части снаряда, позволяет устанавливать канал связи между снарядом и стационарной РЛС для корректировки направления полета снаряда. Использование амплитудно-фазового метода пеленгации позволяет обеспечить инструментальную точность оценки угловых координат цели порядка 0.1-0.2 градуса.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Lee M. Paulsen, Brian J. Herting “Circular polarization antenna for precision guided munitions”, US Patent US7570219B1, H01Q1/28, stated: 16.05.2006, publ.: 04.08.2009.
2. Семенов В.Л. “Способ определения направления отклонения движения ракеты от ее направления на цель. Способы самонаведения ракеты на цель и устройства для их реализации”, патент РФ RU2484420C1, МПК F42B 15/01, заявл. 01.12.2011, опубл. 10.06.2013 Бюл. №16.
3. Де Пиксютто Франсуа “Способ автоматического управления головкой самонаведения, установленной на реактивном снаряде, в частности на ракете”, патент РФ RU2595309C2, МПК F41G 7/22, заявл. 16.04.2012, опубл. 27.08.2016 Бюл. №24.
4. Прокуда И.А. “Способ обнаружения и высокоточного определения параметров скоростных летящих целей и головка самонаведения, его реализующая”, патент РФ RU2603235C2, МПК F41G 7/00, заявл. 31.03.2015 , опубл. 27.11.2016 Бюл. №30.
5. Шипунов А.Г., Кузнецов В.М., Овсенев С.С., Семашкина Р.М., Комиссаренко А.И., Кушников Д.В. “Способ наведения ракеты, управляемой лучом радиолокационной станции, и устройство для его осуществления”, патент РФ RU2460963C2, МПК F41G 7/00, F42B 15/01, заявл. 29.11.2010, опубл. 10.09.2012 Бюл. №25.
6. Семенов В.Л. “ Способ наведения оружия и ракеты на цель и устройство для его реализации”, патент РФ RU2560259C1, МПК G01S 13/34, F41G 7/00, заявл. 04.02.2014, опубл. 20.08.2015 Бюл. №23.
7. Jack H. Thiesen, Karl F. Brakora “Precision guided munitions”, US Patent US7999212B1, F42B10/64, stated: 01.05.2009, publ.: 16.08.2011.

## REFERENCES

1. Lee M. Paulsen, Brian J. Herting “Circular polarization antenna for precision guided munitions”, US Patent US7570219B1, H01Q1/28, stated: 16.05.2006, publ.: 04.08.2009.
2. Semenov V.L. “Method to detect direction of missile movement deviation from its direction to target, methods for missile homing at target and devices for their realisation” RU2484420C1, F42B 15/01, stated. 01.12.2011, publ. 10.06.2013.
3. De Piksotto Fransua“ Method for automatic control of homing head, installed on jet projectile, particularly on rocket”, RU2595309C2, F41G 7/22,stated. 16.04.2012, publ.. 27.08.2016.
4. Prokuda I.A. “Method of detecting and parameters high-accuracy determination of highspeed flying targets and homing head for its implementation”, RU2603235C2, F41G 7/00, stated. 31.03.2015 ,publ. 27.11.2016.
5. Shipunov A.G., Kuznetsov V.M., Ovsenev S.S., Semashkina R.M., Komissarenko A.I., Kushnikov D.V. “Method of missile radar-beam-control guidance and device to this end ”, RU2460963C2, F41G 7/00, F42B 15/01, stated. 29.11.2010, publ. 10.09.2012.
6. Semenov V.L. “ Method of homing of weapon and missile on target and device for its implementation”, RU2560259C1, G01S 13/34, F41G 7/00, stated. 04.02.2014, publ. 20.08.2015.
7. Jack H. Thiesen, Karl F. Brakora “Precision guided munitions”, US Patent US7999212B1, F42B10/64, stated: 01.05.2009, publ.: 16.08.2011.

## ВЛИЯНИЕ ПЕРКОЛЯЦИОННОГО ПЕРЕХОДА НА ОТРАЖАЮЩИЕ И ПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА ТОНКИХ ПЛЕНОК АЛЮМИНИЯ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ

И.Ш. Фитаев<sup>1</sup>, В.Б Орленсон<sup>1</sup>, А.С. Мазинов<sup>1</sup>, С.П. Арсеничев<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского (КФУ им. В.И. Вернадского), Симферополь, Россия

**Аннотация.** Рассмотрен механизм роста алюминиевых пленок методом термического напыления. Показан перколоционный переход от отдельно несвязанных островковых структур наносимого материала до образования сплошного слоя, с помощью исследования атомно-силовой микроскопии. Методом конечных элементов в частотной области смоделировано взаимодействие электромагнитной волны со структурой воздух-металл-стекло-воздух при однородном распределении толщины слоев. Смоделировано взаимодействие электромагнитной волны со структурой воздух-металл-стекло-воздух при приближении моделируемого металлического слоя к форме отдельного островка – полуэллипсоида, показана зависимость оптических коэффициентов от размеров моделируемого островка в СВЧ диапазоне.

**Ключевые слова:** наноразмерные проводящие структуры, снижение отражающей способности, оптические коэффициенты, моделирование взаимодействия электромагнитного поля.

## INFLUENCE OF PERCOLATION TRANSITION ON REFLECTIVE AND ABSORBING PROPERTIES OF THIN ALUMINUM FILMS IN THE MICROWAVE RANGE

I.Sh. Fitaev<sup>1</sup>, V.B. Orlenson<sup>1</sup>, A.S. Mazinov<sup>1</sup>, S.P. Arsenichev<sup>1</sup>

<sup>1</sup>V.I. Vernadsky Crimean Federal University (V.I. Vernadsky CFU), Simferopol, Russia.

**Abstract.** The mechanism of growth of aluminum films by thermal spraying is considered. The percolation transition from separately unbound island structures of the applied material to the formation of a continuous layer is shown using atomic force microscopy. The finite element method in the frequency domain is used to simulate the interaction of an electromagnetic wave with an air-metal-glass-air structure with a uniform distribution of the layer thickness. The interaction of an electromagnetic wave with the air-metal-glass-air structure is simulated when the modeled metal layer approaches the shape of a separate island - a semi-ellipsoid; the dependence of the optical coefficients on the geometric size of the modeling island in the microwave range.

**Keywords:** nanoscale conductive structures, reduced reflectivity, optical coefficients, simulation of electromagnetic field interaction.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Исследование наноразмерных проводящих пленочных структур в современной радиофизике интересно по двум аспектам:

1. Возможность снижения отражающей способности различных объектов возможна за счет использования наноструктурированных пленок, которые позволяют ослабить сигнал до расчетных 50% от падающего излучения в широком диапазоне

частот [1-5]. Современные техпроцессы позволяют создавать структуры с толщиной менее 10 нм.

2. Вопросы стойкости электронного оборудования, имеющего в своем составе наноразмерные функциональные элементы такие как дорожки, контактные площадки и т.п., от воздействия внешнего электромагнитного излучения, которое в современном мире встречается повсеместно и, кроме того, может быть использовано преднамеренно, для вывода из строя электронной аппаратуры.

Учитывая вышесказанное, были проведены исследования воздействий электромагнитных волн на наноразмерные проводящие структуры в СВЧ диапазоне, как наиболее часто встречающимся.

Объектом исследования являлось взаимодействие электромагнитных волн с пленочными металлодиэлектрическими структурами, металлизация которых может быть представлена в виде островковых образований, образующиеся при непродолжительном напылении алюминия термическим методом.

## **2. ДИНАМИКА ИЗМЕНЕНИЯ РЕЛЬЕФА**

Толщина наносимого слоя сопоставлялась с временем напыления. Как показали оптические исследования поверхности полученных пленок, толщиной более 1 нм, а именно 3, 5, 7, 10 и 20 нм, имели однородный и сплошной характер и особенно не отличались при различных толщинах пленок. АСМ исследования поверхности указанных выше толщин (рисунок 1) показали появление нанообъектов с относительно равномерным распределением на поверхности подложки и формой, близкой к полусферической. Плотность микрочастиц на поверхности растет с увеличением толщины пленки. Анализ профилограмм показывает, что данные образования имеют разброс высот от 2 до 8 нм при диаметре порядка 20-50 нм.

Дальнейшие исследования показали, что поверхность алюминиевой пленки переходит от образований в виде распределения наночастиц к непрерывному распределению проводящего слоя. Достаточно однородное и сплошное покрытие имеют пленки толщиной более 5 нм. АСМ изображения пленок толщиной от 1 до 20 нм приведены на рисунке 1, полученные при напылении длительностью 4, 11.5, 19, 26 и 38 с, что приблизительно соответствовало толщинам 1, 3, 5, 7, 10 нм. Обнаружено (рисунок 2), что пленка на начальном этапе роста (до 1 нм) имеет тенденцию к уменьшению средней шероховатости монотонно, практически до толщины 5 нм, в то время как происходит увеличение максимальной разности высот (до 3 нм). После наращивания определенной толщины (порядка 3 нм) значения разности высот и средней шероховатости начинают убывать.

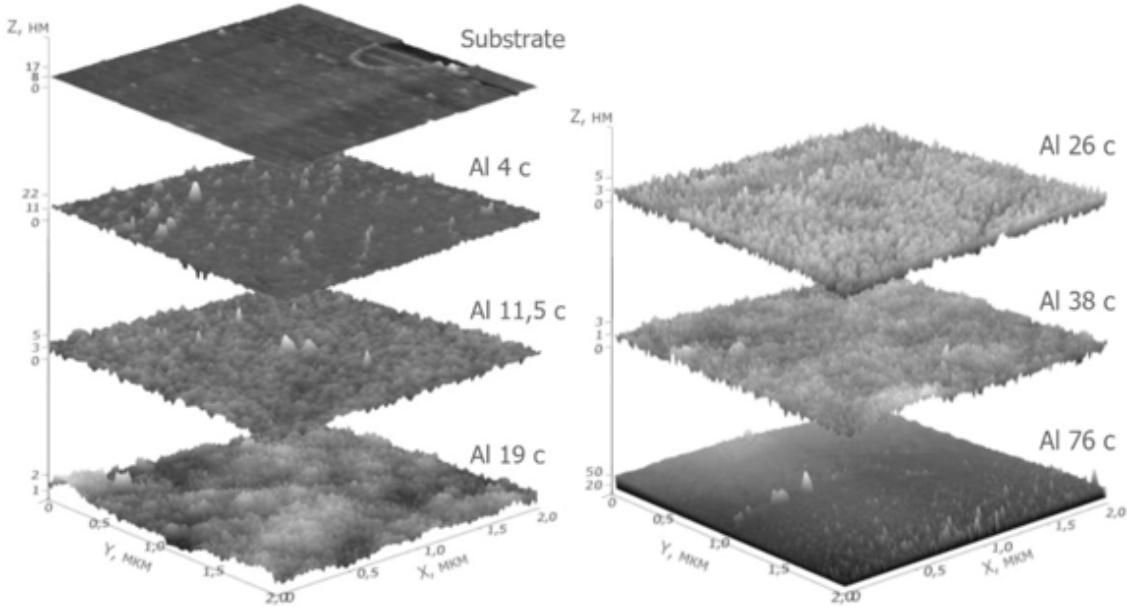


Рис. 1. Динамика изменения морфологии поверхности алюминиевой пленки при различной длительности напыления

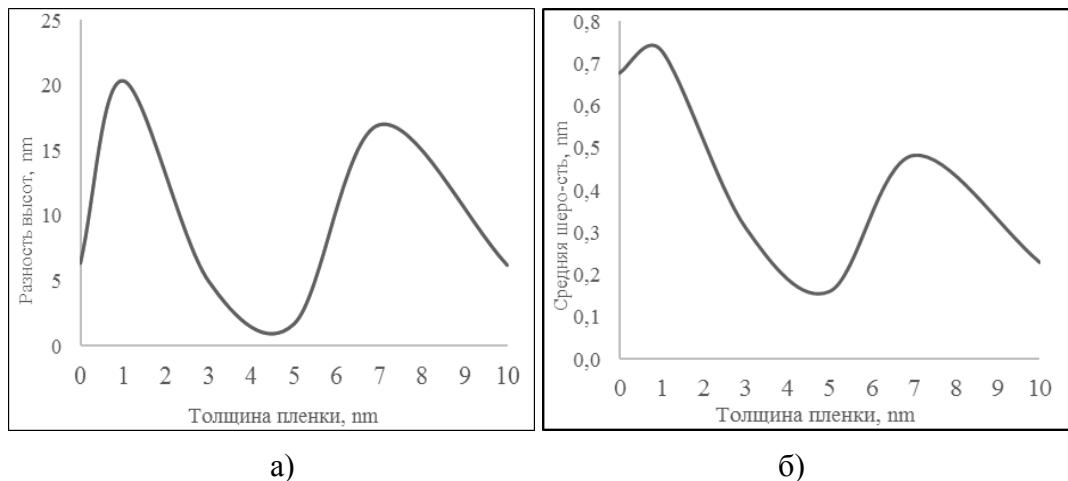


Рис 2. Изменения характеристик поверхностей с увеличением толщины пленки:  
а – разности высот; б – средней шероховатости.

Однако, уже начиная с толщин  $\sim 5$  нм наблюдается обратный рост данных значений, который имеет максимум при толщине слоя 7 нм, после чего, происходит повторное уменьшение величины шероховатости и разности высот. Обнаруженный «пик» на 7 нм выбивается из закономерного монотонного «сглаживания» рельефа при увеличении толщин пленок, но коррелирует с результатами исследования по поглощению СВЧ излучения тонкими металлическими пленками [6].

Полученные результаты сканирования поверхности пленок и подложки могут быть использованы при компьютерном моделировании.

### 3. МОДЕЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ОСТРОВКОВОЙ СТРУКТУРЫ

Моделирование взаимодействия электромагнитного поля с наноразмерной частицей, было проведено методом конечных элементов в частотной области в

диапазоне частот 10-30 ГГц, а также подтверждалось вычислениями в прикладном пакете моделирования HFSS.

Исходя из полученных данных АСМ исследований, при моделировании задавалась элементарная трехмерная ячейка, с размерами 25x25x275нм (рисунок 3). Моделируемая ячейка, представляла собой слоистую структуру воздух-металл-стекло-воздух. Источник и направление распространения электромагнитной волны показаны на рисунке 3. Полученная структура, за исключением боковых граней, являющихся приемным и передающим портами, имеет периодические граничные условия.

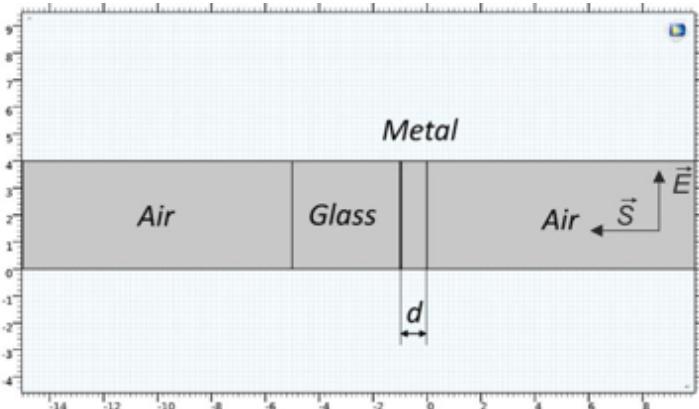


Рис. 3. Моделируемая структура.

Первоначально, исследовалось влияние толщины сплошного металлического слоя на диэлектрической подложке на коэффициенты пропускания (T), отражения (R) и поглощения (A) всей структуры при заданных значениях проводимости:  $\sigma_0 = 3 \cdot 10^7$ ,  $\sigma_1 = 3 \cdot 10^6$  и  $\sigma_2 = 3 \cdot 10^5$ . Значение  $\sigma_0$  соответствует табличному значению проводимости алюминия. Результаты расчетов показаны на рисунке 4.

При значении проводимости равном табличному значению для алюминия, максимум поглощения, равное 30% падающего излучения, приходится на минимальную заданную толщину в 1.4 нм. Установка меньших значений толщины приводили к некорректным результатам. Коэффициент отражения, на данной толщине, составлял порядка 65% от падающего излучения. Дальнейшее увеличение толщины приводило к увеличению отражающей и уменьшению поглощающей способностей.

Изменение значения проводимости металлического слоя значительно изменяло свойства моделируемой структуры. При  $\sigma_1 = 3 \cdot 10^6$  максимум поглощения сместился на толщину, порядка 2.5нм, увеличив свое значение до 50%. Стоит отметить, что максимальное поглощение приходится на толщину, при которой происходит пересечение графиков отражения и пропускания. Скорость уменьшения коэффициента поглощения меньше, чем при  $\sigma_0 = 3 \cdot 10^7$ .

Уменьшение значение проводимости до  $\sigma_3 = 3 \cdot 10^5$  не увеличило значение максимума поглощении выше 50%, что говорит о максимальном возможном уровне для моделируемой структуры. Однако, ярко выраженный пик отсутствует, имеется более плавное распределение уровня поглощения по всему расчетному диапазону толщин.

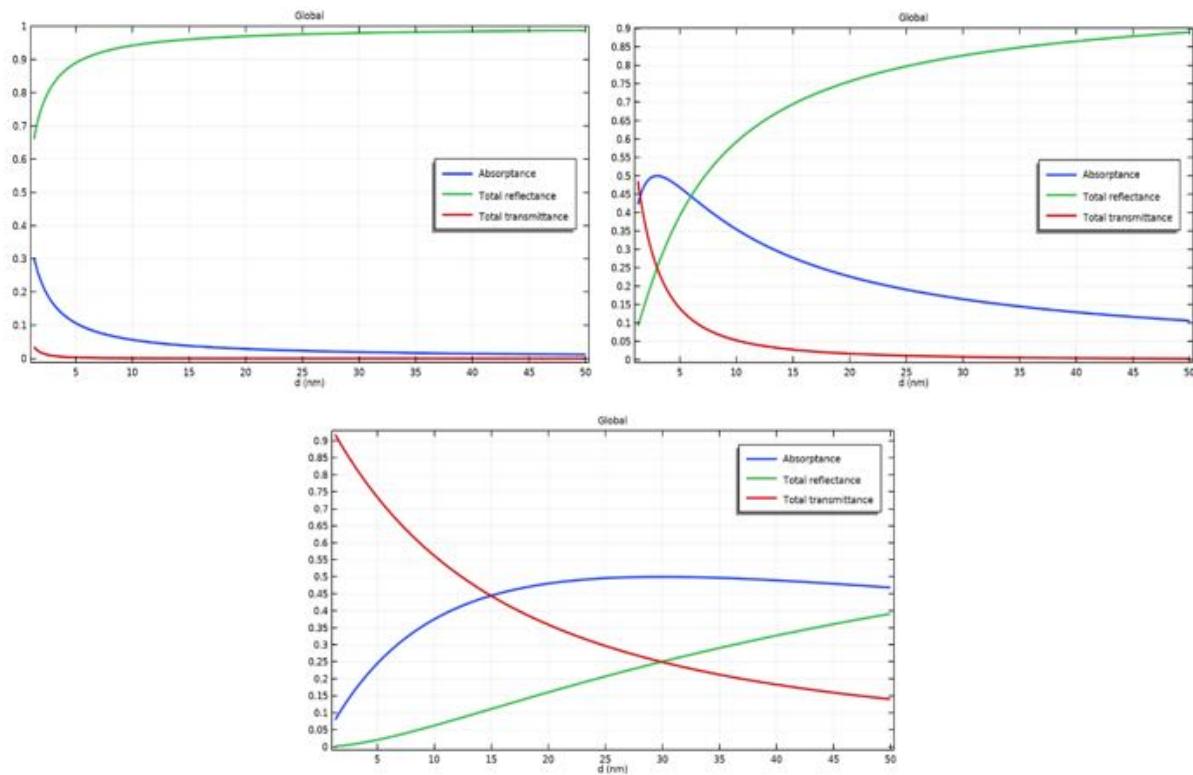


Рис. 4. Зависимости коэффициентов пропускания, отражения и поглощения толщины металлического слоя при: а -  $\sigma_0 = 3 \cdot 10^7$ ; б -  $\sigma_1 = 3 \cdot 10^6$ ; в -  $\sigma_2 = 3 \cdot 10^5$ .

Вторым этапом исследования являлось моделирование непосредственно металлического нано размерного островка, на оптические коэффициенты всей структуры. Островок представлен в виде полуэллипсоида (рисунок 5), полуоси которого (малая полуось - диаметр в плоскости основания и большая полуось - высота от границы слоя металл-стекло до максимально отдаленной точки металл-воздух) задавались как переменные величины. Результат расчета оптических коэффициентов от диаметра основания представлен на рисунке 6.

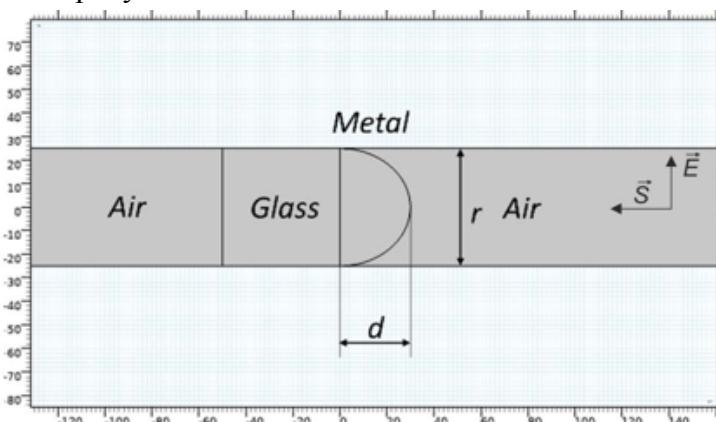


Рис. 5. Моделирование островковой структуры.

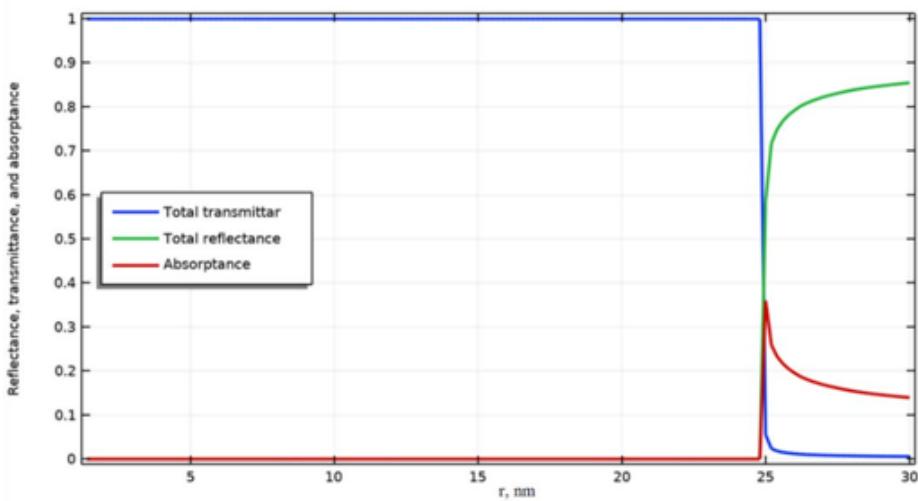


Рис. 6. Зависимости коэффициента пропускания, отражения и поглощения от диаметра основания островка.

Как видно из рисунка 6, всплеск коэффициентов отражения и поглощения происходит при соприкосновении краёв полусферы с границей модулируемой ячейки, что соответствует слиянию островков. Расчет зависимости оптических коэффициентов слившихся островков, при  $\sigma_1 = 3 \cdot 10^5$  от изменения размеров большой полуоси полуэллипсодного образования показано на рисунке 7.

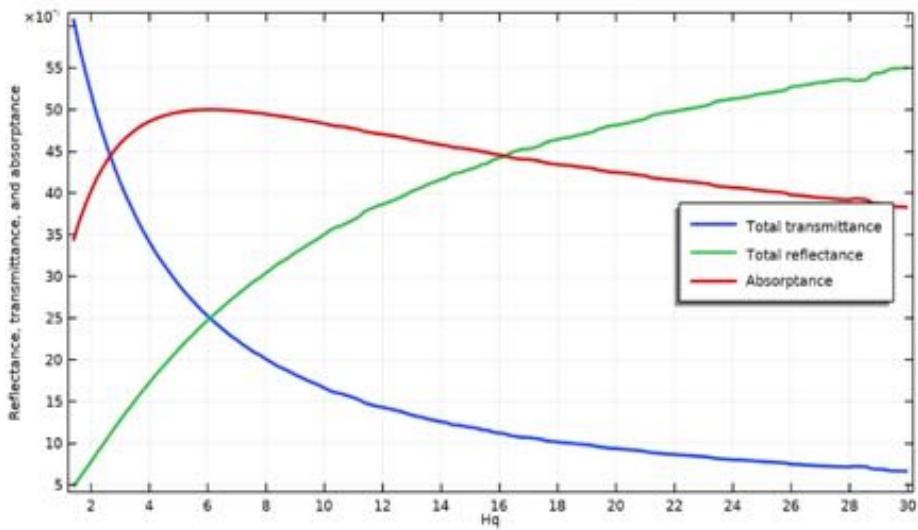


Рис. 7. Зависимости коэффициента пропускания, отражения и поглощения от высоты островка.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрено явление перколоции алюминиевых пленок и его влияние на оптические коэффициенты в СВЧ-диапазоне. Показано, что отдельные островковые образования, не показывают заметного взаимодействия с электромагнитной волной в исследуемом диапазоне частот. Однако, при слиянии островковых образований, с образованием значительных линейных размеров вдоль вектора напряженности электрического поля, происходит сильное взаимодействие с электромагнитным полем с увеличением коэффициента отражения и поглощения.

## ЛИТЕРАТУРА

1. G. Nimtz, and U. Panten, "Broad band electromagnetic wave absorbers designed with nano-metal films," *Annalen Der Physik*, vol. 522, pp. 53-59. Feb. 2010, doi:10.1002/andp.200910389.
2. A Ahmad, et al., "Stealth technology: Methods and composite materials," A review. *Polymer Composites*, vol.40, pp. 4457– 4472, May 2019, DOI: 10.1002/pc.2531
3. Li Sucheng, Anwar Shahzad, et al., "Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers" *AIP Advances*, vol. 4, no. 1, 2014. doi:10.1063/1.4863921
4. Yin Poo, et al., "Measurement of ac conductivity of gold nanofilms at microwave frequencies," *Review of Scientific Instruments*, vol. 81, is. 6, June 2010. <https://doi.org/10.1063/1.3436450>
5. I. Khorin, et al., "Optical coefficients of nanometer-thick copper and gold films in microwave frequency range" *Proc. SPIE 10224, International Conference on Micro- and Nano-Electronics 2016*, 1022407 (30 December 2016); DOI: 10.1117/12.2266504
6. Мазинов А.С. Физические и электродинамические свойства наноразмерных проводящих пленок на полимерных подложках. РЭНСИТ, 2020, 12(2):247-252. DOI: 10.17725/rensit.2020.12.247

## REFERENCES

1. G. Nimtz, and U. Panten, "Broad band electromagnetic wave absorbers designed with nano-metal films," *Annalen Der Physik*, vol. 522, pp. 53-59. Feb. 2010, doi:10.1002/andp.200910389.
2. A Ahmad, et al., "Stealth technology: Methods and composite materials," A review. *Polymer Composites*, vol.40, pp. 4457– 4472, May 2019, DOI: 10.1002/pc.2531
3. Li Sucheng, Anwar Shahzad, et al., "Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers" *AIP Advances*, vol. 4, no. 1, 2014. doi:10.1063/1.4863921
4. Yin Poo, et al., "Measurement of ac conductivity of gold nanofilms at microwave frequencies," *Review of Scientific Instruments*, vol. 81, is. 6, June 2010. <https://doi.org/10.1063/1.3436450>
5. I. Khorin, et al., "Optical coefficients of nanometer-thick copper and gold films in microwave frequency range" *Proc. SPIE 10224, International Conference on Micro- and Nano-Electronics 2016*, 1022407 (30 December 2016); DOI: 10.1117/12.2266504
6. A Alim S.-A. Mazinov. Physical and electrodynamic properties of nanoscale conductive films on polymer substrates. RENSIT, 2020, 12(2):247-252. DOI: 10.17725/rensit.2020.12.247

## ВЛИЯНИЕ ШИРИНЫ ЗАЗОРА НА ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ТОНКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА

Д. С. Клюев<sup>1</sup>, А. М. Нещерет<sup>1</sup>, Ю. В. Соколова<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, РФ

**Аннотация.** В данной работе описана методика расчета входного сопротивления электрического вибратора в тонкопроволочном приближении. Представлены зависимости входного сопротивления от ширины зазора.

**Ключевые слова:** электрический вибратор, тонкопроволочное приближение, обобщенное уравнение Халлена.

## INFLUENCE OF CLEARANCE WIDTH ON THE INPUT RESISTANCE OF A THIN ELECTRIC DIPOLE

D. S. Klyuev<sup>1</sup>, A. M. Neshcheret<sup>1</sup>, Yu. V. Sokolova<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), RF

**Abstract.** This paper describes a technique for calculating the input resistance of an electric vibrator in the fine-wire approximation. The dependences of the input resistance on the gap width are presented.

**Keywords:** electric vibrator, fine wire approximation, generalized Hallen equation.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Входное сопротивление электрического вибратора (рисунок 1) определяется отношением напряжения к току в точках питания:

$$Z = \frac{U}{I(0)}, \quad (1)$$

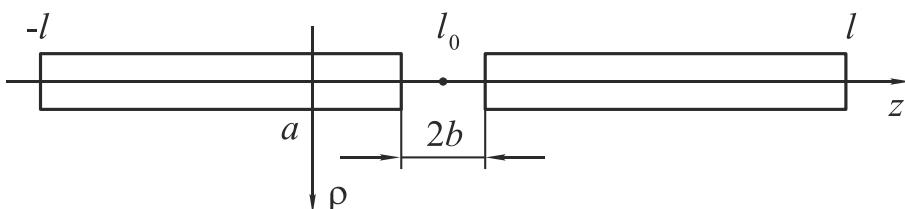


Рис. 1. Геометрия задачи

Ток в точках питания заранее неизвестен, он определяется из функции распределения тока вдоль вибратора, которая также заранее неизвестна и подлежит определению – в этом состоит внутренняя задача теории вибратора. Функцию распределения тока можно определить из решения интегро-дифференциальных уравнений Поклингтона и Харрингтона, или интегрального уравнения Халлена [1-4], которое для симметричного вибратора записывается в следующем виде:

$$\int_{-l}^l I_z(z') \frac{e^{-ikR}}{R} dz' = C \cos kz - \frac{i2\pi U}{Z_c} \sin k|z|, \quad (2)$$

где  $R = \sqrt{(z-z')^2 + a^2}$ ,

$k = 2\pi/\lambda$  – волновое число,

$C$  – некоторая константа,

$U$  – напряжение в зазоре,

$Z_c$  – характеристическое сопротивление среды, окружающей вибратор.

При выводе (2) ширина зазора  $2b$  считалась бесконечно малой величиной, и как видно из этого уравнения она никак не влияет на функцию распределения тока вдоль вибратора, являющуюся его решением. Предполагать, что зазор бесконечно мал не совсем корректно хотя бы потому, что на практике зазор электрического вибратора имеет конечную ширину и не всегда настолько малую, что ее можно считать бесконечно малой. Вполне естественно предположить, что ширина зазора вибратора как-то влияет на распределение тока вдоль него, а, следовательно, и на входное сопротивление.

## 2. МЕТОДИКА РАСЧЕТА. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для определения влияния ширины зазора на входное сопротивление вибратора необходимо определить функцию распределения тока вдоль вибратора, зависящую от ширины зазора. Известно так называемое обобщенное уравнение Халлена [5], при выводе которого ширина зазора считалась конечной величиной:

$$\int_{-l}^l I_z(z') \frac{e^{-ikR}}{R} dz' = C \cos kz - \frac{i2\pi U}{kbZ_c} \psi(z), \quad (3)$$

где

$$\psi(z) = \begin{cases} 1 - \cos(kb) \cos(kz), & z \in [-b, b], \\ \sin(kb) \sin(k|z|), & z \notin [-b, b]. \end{cases} \quad (4)$$

Для определения функций распределения тока с учетом конечной ширины зазора, необходимо решить уравнение (3). Решать его можно различными методами, например, методом моментов.

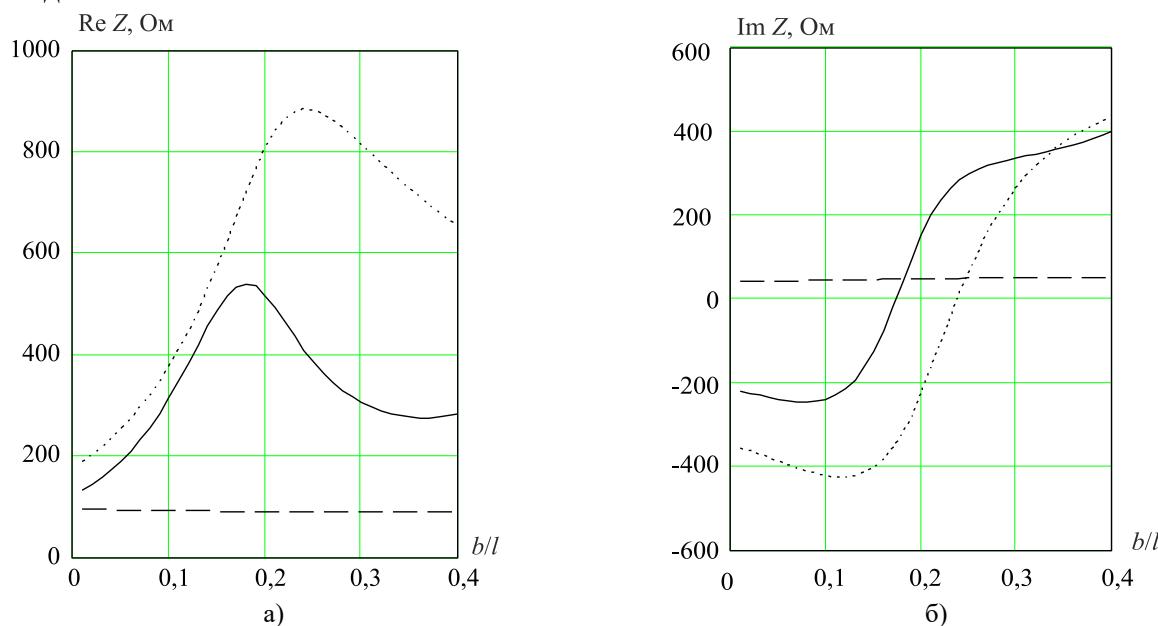


Рис. 2. Зависимости действительной (а) и мнимой (б) частей входного сопротивления тонкого электрического вибратора от ширины зазора

В качестве примера были рассчитаны зависимости входного сопротивления от ширины зазора. На рисунке 2а представлена зависимость действительной, а на рисунке 2б мнимой составляющей. Сплошной линией построены графики при  $l/\lambda = 1$ , точками при  $l/\lambda = 0,5$ , штриховой при  $l/\lambda = 0,25$ .

### **3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Предложенная методика позволяет рассчитывать входное сопротивление тонкого электрического вибратора с учетом конечной ширины зазора. Ее можно обобщить на другие тонкопроволочные антенны.

### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Сазонов Д. М. - М.: Высшая школа, 1988. - 432 с.
2. Neganov, V. A. A new integral equation for calculating thin electric vibratorsвibrатора / Neganov, V.A., Kornev, M.G., Matveev, I.V. // Technical Physics Letters, 2001, Vol. 27, No. 2, Pp. 160-163.

### **REFERENCES**

1. Sazonov, D. M. Antennas and microwave devices. M: Higher School, 1988. – 432 p.
2. Neganov, V. A. A new integral equation for calculating thin electric vibratorsвibrатора / Neganov V. A., Kornev M. G., Matveev I. V. // Technical Physics Letters, 2001, Vol. 27, No. 2, Pp. 160-163.

# ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОПТИЧЕСКИХ КЛЮЧЕЙ В ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ АНТЕННАХ

С.В.Малюкова

АО «ОКБ-Планета», Великий Новгород, Россия

**Аннотация.** В статье приведены результаты исследований оптических ключей в интересах создания переключаемых антенн. Представлены зависимости коэффициентов передачи от частоты применяемого сигнала для различных кристаллов. Проведен анализ влияния мощности облучения на оптические ключи, выявлен порог их насыщения. Определены основные направления дальнейших исследований.

**Ключевые слова:** переключаемая антенна, оптический ключ.

## POSSIBILITY OF USING OPTICAL SWITCHES IN SWITCHABLE ANTENNAS

S.V. Malyukova

"OKB-Planeta" JSC, Velikiy Novgorod, Russia

**Abstract.** The article presents the results of optical switches' research in the interests of creating switchable antennas. The dependences of the transmission coefficients on the frequency of the applied signal for various crystals are presented. The analysis of the influence of the irradiation power on the optical switches is carried out, and the threshold of their saturation is revealed. The main directions of further research are determined.

**Keywords:** switching antennas; optical switches.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существенное увеличение обрабатываемой информации и увеличение производительности вычислительной техники потребовало существенно увеличить спектры обрабатываемых сигналов. Те же требования предъявляются и к антенным системам.

Во всем многообразии антенн небольшую нишу занимают антенны с электронным переключением диапазона. В большинстве случаев для выбора диапазона используются схемы, основанные на *p-i-n*-диодах. Они хорошо зарекомендовали себя, как надежные и простые. Однако существенным недостатком антенн с применением *p-i-n*-диодных схем является наличие проводников питания (обычно отрицательного напряжения запирания). Одним из направлений исключения проводников является применение оптических ключей.

### 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОПТИЧЕСКИХ КЛЮЧЕЙ

Оптический ключ представляет собой полупроводниковую структуру на основе кремния.

Поскольку на нашем предприятии есть возможность изготовления и измерения параметров оптических ключей, была проведена работа, направленная непосредственно на исследование характеристик данных ключей применительно к управляемым антеннам.

В ходе проработки исходных данных были изготовлены ключи:

1. Поликор 1 мм, ширина полосковой линии 0,98 мм, размер кристалла 1x2 мм, без SiO<sub>2</sub>;
2. Поликор 1 мм, ширина полосковой линии 0,98 мм, размер кристалла 1x2 мм, без SiO<sub>2</sub>;
3. Поликор 1 мм, ширина полосковой линии 0,98 мм, размер кристалла 1x2 мм, с SiO<sub>2</sub>;
4. Поликор 1 мм, ширина полосковой линии 0,98 мм, размер кристалла 1x2 мм, без SiO<sub>2</sub>;
5. Поликор 1 мм, ширина полосковой линии 0,98 мм, размер кристалла 1x2 мм, без SiO<sub>2</sub>;
6. Поликор 1 мм, ширина полосковой линии 0,98 мм, размер кристалла 1x2 мм, без SiO<sub>2</sub>;
7. Поликор 1 мм, ширина полосковой линии 0,98 мм, размер кристалла 1x2 мм, с SiO<sub>2</sub>;
8. Поликор 1 мм, ширина полосковой линии 0,98 мм, размер кристалла 1x2 мм, с SiO<sub>2</sub>.

Отличие кристаллов заключаются в различных величинах разрывов микрополосковых линий, определяемых в исходных данных.

В эксперименте использовалось непрерывное ИК-излучение полупроводникового лазера (модель VA-II-N).

Непосредственно перед экспериментом в оптический тракт был введен фотоприёмник (модель: 11PMK-15S, монитор: 11UNO), с помощью которого измерялась калибровочная зависимость выходной мощности лазерного излучения от регулируемого тока накачки лазера. Данная экспериментальная зависимость приведена на рисунке 1.

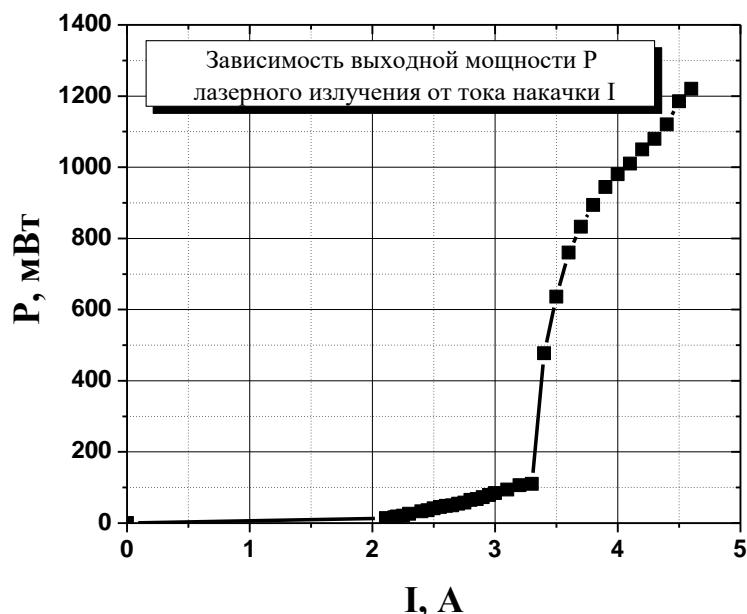


Рис. 1. Зависимость мощности Р лазерного излучения на выходе лазера от тока накачки I.

Лазерное излучение непосредственно из лазера 2 направлялось системой двух зеркал 3 на полупроводниковую перемычку 5 полосковой линии 4, выходы которой были подключены к входным каналам анализатора цепей 6 (см. рисунок 2). На анализаторе цепей записывались спектры пропускания полосковых линий в диапазоне 0.5-9 ГГц: ключ без подсветки, а также ключ, подсвеченный лазерным излучением различной мощности (20 мВт, 30 мВт, 100 мВт, 600 мВт).

Величина мощности лазерного излучения около 20 мВт (ток накачки около 2,2 А) была выбрана как минимальная, при которой начинал наблюдаться эффект изменения состояния полупроводникового ключа.

Промежуточные величины мощности лазерного излучения около 30 мВт (ток накачки около 2,4 А) и 100 мВт (ток накачки около 3,1 А) выбирались с целью последовательного отслеживания изменений состояний полупроводникового ключа. При этом плавное изменение мощности лазерного излучения приводило к соответственному плавному изменению проводимости полосковой линии во всем спектральном диапазоне. Вместе с тем, при достижении мощности лазерного излучения около 600 мВт проводимость линии достигала минимума, дальнейшее повышение мощности излучения до 1200 мВт не приводило к каким-либо изменениям в спектре пропускания линии.

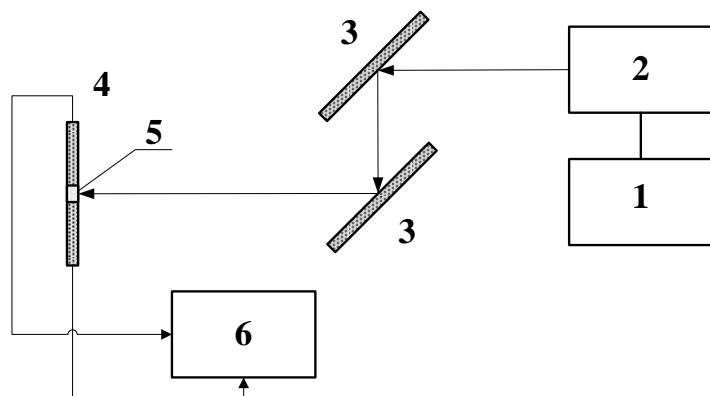


Рис. 2. Схема эксперимента: 1 – блок питания лазера; 2 – полупроводниковый лазер; 3 – зеркала; 4 – полосковая линия; 5 – полупроводниковый ключ; 6 – анализатор цепи.

Так, при измерении зависимости коэффициента передачи от частоты на выявились скачки характеристик в диапазоне частот 6-7 ГГц. На рисунке 3 представлены зависимости, измеренные для кристалла №1.

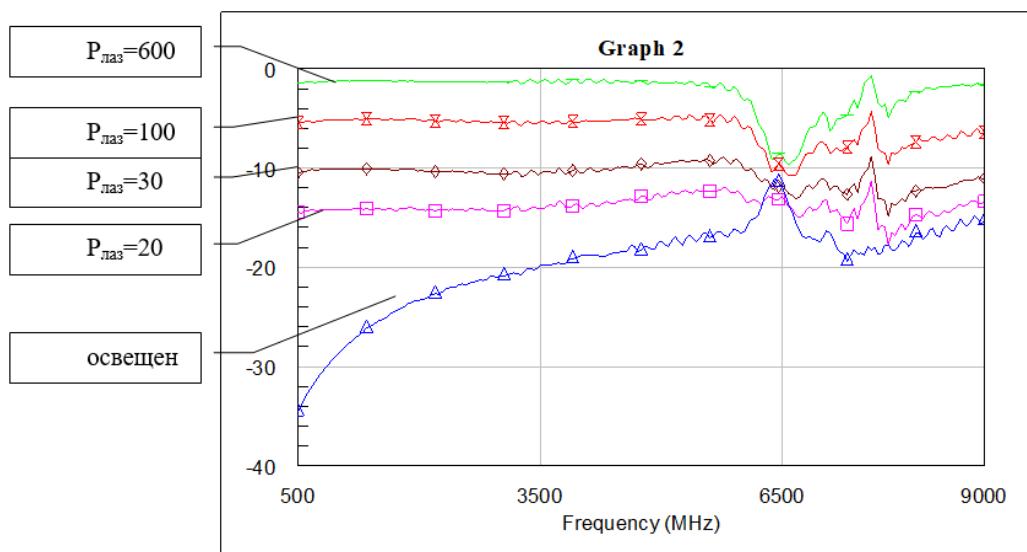


Рис. 3. Зависимость коэффициента передачи (дБ) от частоты для различных мощностей лазера (кристалл №1).

Кроме того, заметно снижение эффективности ключа при повышении частот. Эта зависимость прослеживается практически во всех исследуемых кристаллах. Однако при увеличенном размере разрыва микрополосковой линии до 1,6 мкм (кристалл №6) на высоких частотах свыше 8 ГГц проявляется более сильная развязка порядка 22 дБ. Результаты измерения кристалла №6 представлены на рисунке 4.

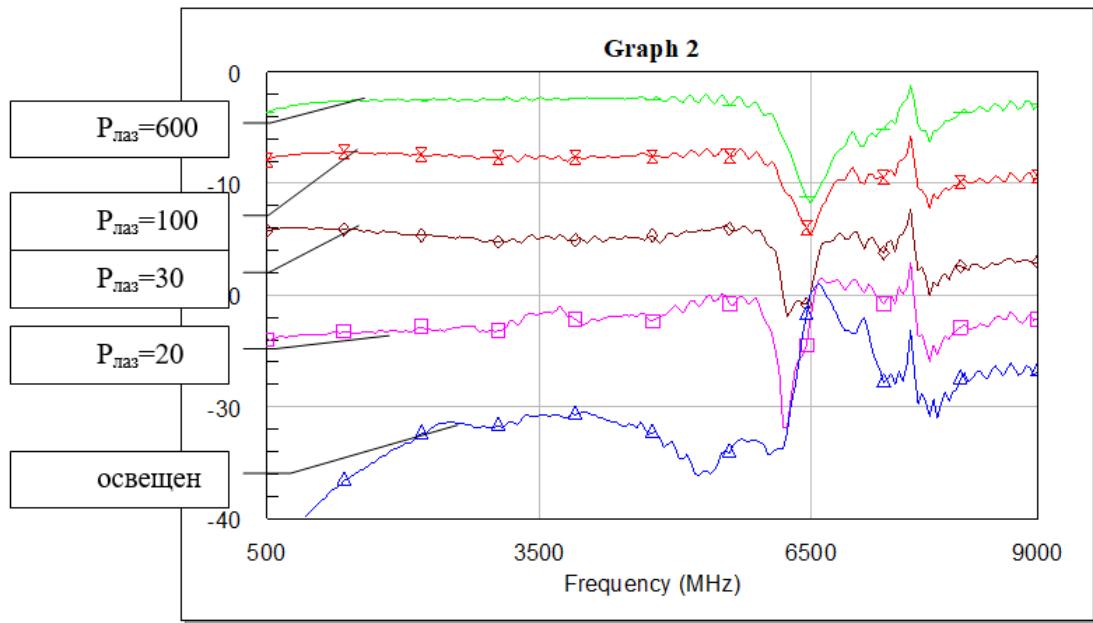


Рис. 4. Зависимость коэффициента передачи (дБ) от частоты для различных мощностей лазера (кристалл №6).

Ввиду ограничения возможностей по выбору частот лазера, в инициативном порядке была изменена частота облучения (1330 нм) с мощностью 30 мВт. Существенных изменений в результатах измерений выявлено не было.

Полученные значения ослаблений показывают, что для проектирования переключаемой антенны необходимо обеспечить развязку порядка 40 дБ.

Для дальнейших исследований увеличения развязки выделены следующие направления:

Использование двух и более ключей последовательно.

Расширение разрыва микрополосковой линии.

Увеличение размера кристалла.

На рисунке 5 представлены макетные платы для исследования работы ключей при последовательном подключении.

При последовательном подключении кристаллов существенно усложняется расчет. Взаимное влияние между ключами, обратные емкостные связи на высоких частотах приводят к исключению простого суммирования ослаблений.



Рис. 5. Макетные платы с последовательным подключением кристаллов.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение оптических ключей в устройствах СВЧ (антенной тематике) вполне осуществимо. Однако, направление исследований еще находится в начальной стадии. Сформированы требования к ключам, выявлены основные проблемы расчета и изготовления. Получены частотные зависимости и макеты плат. В дальнейшем необходимо получить макетные образцы антенн и провести соответствующие измерения.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Вайсблат А. В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. «Радио и связь», 1997. 116 с.
2. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы : справочник / под ред. Горюнова Н. Н. – М.: Энергоиздат, 1982.
3. Справочник по элементам полосковой техники / под ред. Фельдштейна А. Л. – М.: Связь, 1979.
4. Малорацкий Л. Г. Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях / Малорацкий Л. Г., Явич Л. Р. – М.: Сов. радио, 1972.
5. Горшков Б. И. Элементы радиоэлектронных устройств. Справочник. - М.: Радио и связь, 1988.

### REFERENCES

1. Vaysblat A. V. Microwave switching devices based on semiconductor diodes. "Radio and Communication", 1997. 116 p.
2. Semiconductor devices: diodes, thyristors, optoelectronic devices: handbook / ed. Goryunova N.N. - M.: Energoizdat, 1982.
3. Handbook on the elements of strip technology / ed. Feldshtein A.L. - M.: Communication, 1979.
4. Maloratsky L. G. Design and calculation of microwave elements on strip lines / Maloratsky L. G., Yavich L. R. - M.: Sov. radio, 1972.
5. Gorshkov BI Elements of radio-electronic devices. Directory. - M.: Radio and communication, 1988.

# ВЫЧИСЛЕНИЕ КРАЕВОЙ ВОЛНЫ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ ИДЕАЛЬНО-ПРОВОДЯЩЕГО КЛИНА НИТЬЮ ТОКА

В.В. Ахияров<sup>1,2</sup>

1ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия

2Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН  
(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

**Аннотация.** В работе рассмотрена задача вычисления краевой волны на конечном расстоянии от ребра идеально-проводящего клина при его возбуждении нитью тока, которая также находится на конечном расстоянии от ребра. Поле краевой волны определяется разностью между строгим решением данной задачи и полем физической оптики, которое было получено в данной работе. Представлены угловые диаграммы краевых волн и выполнено их сравнение с хорошо известными результатами П.Я. Уфимцева.

**Ключевые слова:** физическая теория дифракции, идеально проводящий клин, краевая волна, нить электрического (магнитного) тока.

## CALCULATION OF THE FRINGE WAVE OF PERFECTLY CONDUCTING WEDGE BY CURRENT LINE EXCITATION

V. V. Akhiyarov<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications  
(SRI for LDRC), Moscow, Russia

<sup>2</sup>Kotelnikov Institute of radioengineering and electronics of RAS  
(Kotelnikov IRE of RAS), Moscow, Russia

**Abstract.** This paper considers the problem of calculating the fringe wave at a finite distance from the edge of a perfectly conducting wedge when it is excited by a current line, which is also at a finite distance from the edge. The fringe wave field is determined by the difference between the rigorous solution of this problem and the physical optics field, which was obtained in this work. Angular diagrams of fringe waves are presented and their comparison with the well-known results of P.Ya. Ufimtsev are produced.

**Keywords:** physical theory of diffraction, perfectly conducting wedge, fringe wave, electric (magnetic) line current.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Метод физической теории дифракции (ФТД) П.Я. Уфимцева получил заслуженное признание при решении задач рассеяния на телах большого электрического размера, которые можно считать идеально-проводящими. Ключевая идея П.Я. Уфимцева заключается в вычислении поправки (краевой волны) для уточнения поля физической оптики (ФО) [1, 2]. В дальнейшем было получено обобщение теории П.Я. Уфимцева на случай импедансного [3, 4] и черного [5] клина, а также черной полуплоскости [6].

В методе ФТД рассматривается падение плоской волны на клин, при этом можно считать, что источник поля находится на бесконечности. Если источник удален на большое, но конечное расстояние от ребра, возникает задача вычисления угловой диаграммы краевой волны при возбуждении клина нитью электрического или магнитного тока. В этом случае краевая волна также определяется разностью между

строгим решением и полем физической оптики. Строгое решение можно получить методом разделения переменных, а поле ФО определить интегрированием токов, которые возбуждаются на освещенной поверхности. Очевидно, что при удалении источника и точки наблюдения на бесконечность полученные результаты должны полностью соответствовать хорошо известным угловым диаграммам краевых волн [1, 2].

## 2. ОСНОВНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ

Будем считать, что клин возбуждается нитью электрического или магнитного тока, которая удалена от ребра на настяние  $r_0$ , направление на ребро образует угол  $\varphi_0$  с верхней гранью клина (см. рис.1). Требуется определить угловую диаграмму краевой волны на расстоянии  $r$  от ребра при облучении верхней грани клина ( $0 \leq \varphi_0 < \alpha - \pi$ ), зависимость поля от времени выбрана в виде  $e^{j\omega t}$ , поэтому в формулах П.Я. Уфимцева будет выполнена замена  $j \rightarrow -j$ .

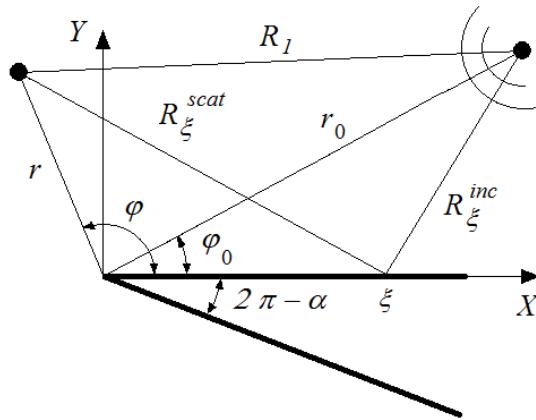


Рис.1. Дифракция цилиндрической волны на клине.

При падении на клин плоской волны решение П.Я. Уфимцева для поля, излучаемого неравномерной частью тока, имеет вид [1, 2]:

$$u_{s,h}^{FW}(r, \varphi) = \frac{f^1(\varphi)}{g^1(\varphi)} \frac{e^{-j\left(kr + \frac{\pi}{4}\right)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \quad (1)$$

где угол  $\varphi$  отсчитывается от освещенной грани клина. Угловая диаграмма краевой волны  $f^1(\varphi)$  соответствует  $E$ -поляризации,  $g^1(\varphi)$  –  $H$ -поляризации падающего поля. В (1) и всех дальнейших формулах индекс «*s*» (soft) используется для  $E$ -поляризации, «*h*» (hard) – для  $H$ -поляризации, что соответствует нити электрического или магнитного тока для источника, расположенного на конечном расстоянии от ребра.

Функции  $f^1(\varphi)$  и  $g^1(\varphi)$  определяются следующим образом:

$$f^1(\varphi) = f(\varphi) - f^0(\varphi), \quad (2.a)$$

$$g^1(\varphi) = g(\varphi) - g^0(\varphi). \quad (2.6)$$

В (2.a, б) функции  $f^0(\varphi)$ ,  $g^0(\varphi)$  определяют угловые диаграммы дифракционного поля в приближении физической оптики

$$f^0(\varphi) = \frac{\sin(\varphi_0)}{\cos(\varphi) + \cos(\varphi_0)}, \quad (3.a)$$

$$g^0(\varphi) = -\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) + \cos(\varphi_0)}, \quad (3.b)$$

а  $f(\varphi)$ ,  $g(\varphi)$  - коэффициенты дифракции для  $E$ - и  $H$ -поляризации падающего поля:

$$\begin{aligned} f(\varphi) \\ g(\varphi) \end{aligned} = -\frac{1}{2n} \left\{ \left[ ctg\left(\frac{\pi + (\varphi - \varphi_0)}{2n}\right) + ctg\left(\frac{\pi - (\varphi - \varphi_0)}{2n}\right) \right] \mp \right. \\ \left. \mp \left[ ctg\left(\frac{\pi + (\varphi + \varphi_0)}{2n}\right) + ctg\left(\frac{\pi - (\varphi + \varphi_0)}{2n}\right) \right] \right\}, \quad (4)$$

Чтобы получить выражения, аналогичные (1)...(4) при возбуждении клина нитью тока, следует вместо (4) воспользоваться известным решением для полного поля  $u_{s,h}^{total}(r, \varphi)$ , которое было получено методом разделения переменных [1, 2] и определить поле физической оптики  $u_{s,h}^{PO}(r, \varphi)$  для данной задачи. В этом случае поле краевой волны на конечном расстоянии от ребра идеально-проводящего клина будет определяться разностью

$$u_{s,h}^{FW}(r, \varphi) = u_{s,h}^{total}(r, \varphi) - u_{s,h}^{PO}(r, \varphi) - H_0^{(2)}(kR_1), \quad (5)$$

которую нам и предстоит вычислить. Последний член в (5) определяет поле источника в точке наблюдения, которое входит в поле  $u_{s,h}^{total}(r, \varphi)$  и отсутствует в  $u_{s,h}^{PO}(r, \varphi)$ ,  $R_1$  - расстояние между источником и точкой наблюдения (см. рис.1).

Решение методом разделения переменных при облучении клина нитью электрического или магнитного тока имеет вид [2, 7]:

$$u_s^{total} = \begin{cases} \frac{4\pi}{\alpha} \sum_{l=0}^{\infty} J_{\nu_l}(kr) H_{\nu_l}^{(2)}(kr_0) \sin(\nu_l \varphi_0) \sin(\nu_l \varphi), & r \leq r_0 \\ \frac{4\pi}{\alpha} \sum_{l=0}^{\infty} J_{\nu_l}(kr_0) H_{\nu_l}^{(2)}(kr) \sin(\nu_l \varphi_0) \sin(\nu_l \varphi), & r \geq r_0 \end{cases}, \quad (6.a)$$

$$u_h^{total} = \begin{cases} \frac{4\pi}{\alpha} \sum_{l=0}^{\infty} \varepsilon_l J_{\nu_l}(kr) H_{\nu_l}^{(2)}(kr_0) \cos(\nu_l \varphi_0) \cos(\nu_l \varphi), & r \leq r_0 \\ \frac{4\pi}{\alpha} \sum_{l=0}^{\infty} \varepsilon_l J_{\nu_l}(kr_0) H_{\nu_l}^{(2)}(kr) \cos(\nu_l \varphi_0) \cos(\nu_l \varphi), & r \geq r_0 \end{cases}, \quad (6.6)$$

где  $\nu_l = l\pi/\alpha$ ,  $\varepsilon_0 = 1/2$ ,  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \dots = 1$ .

Если из общего решения требуется выделить дифракционное поле, следует из (6.a, б) вычесть поле геометрической оптики  $u_{s,h}^{GO}(r, \varphi)$ :

$$u_{s,h}^{diff}(r, \varphi) = u_{s,h}^{total}(r, \varphi) - u_{s,h}^{GO}(r, \varphi). \quad (7)$$

В случае, если освещается верхняя грань клина (см. рис.1) поле  $u_{s,h}^{GO}(r, \varphi)$  определяется следующим образом [7]:

$$u_{s,h}^{GO}(r, \varphi) = \begin{cases} H_0^{(2)}(kR_1) \mp H_0^{(2)}(kR_2), & 0 \leq \varphi < \pi - \varphi_0 \\ H_0^{(2)}(kR_1), & \pi - \varphi_0 \leq \varphi < \pi + \varphi_0 \\ 0, & \pi + \varphi_0 \leq \varphi < \alpha \end{cases}, \quad (8.a)$$

где

$$R_1 = \sqrt{r^2 + r_0^2 - 2rr_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}, \quad (9.a)$$

$$R_2 = \sqrt{r^2 + r_0^2 - 2rr_0 \cos(\varphi + \varphi_0)}. \quad (9.b)$$

Таким образом, нашей основной задачей является поиск решения для поля физической оптики  $u_{s,h}^{PO}(r, \varphi)$  при возбуждении клина нитью тока. В этом случае поле в точке  $\xi$  (см. рис.1) на верхней грани клина определяется следующим образом:

$$u^{inc} = H_0^{(2)}(kR_\xi^{inc}), \quad (10)$$

где  $R_\xi^{inc} = \sqrt{r_0^2 + \xi^2 - 2r_0\xi \cos(\varphi_0)}$  - расстояние между точкой  $\xi$  и источником (см. рис.1), откуда следуют выражения для плотности поверхностных токов:

$$j_s^{PO} = 2 \frac{\partial u^{inc}}{\partial n} = 2k H_1^{(2)}(kR_\xi^{inc}) \frac{\partial R_\xi^{inc}}{\partial n}, \quad (11.a)$$

$$j_h^{PO} = 2u^{inc} = 2H_0^{(2)}(kR_\xi^{inc}). \quad (11.b)$$

Далее для функции Грина

$$G(r) = -\frac{j}{4} H_0^{(2)}(kr) \quad (12)$$

с учетом результатов, полученных в [2], запишем выражения для дифракционного поля в приближении физической оптики:

$$u_s^{PO} = \frac{jk}{2} \int_0^{\infty} H_1^{(2)}(kR_{\xi}^{inc}) H_0^{(2)}(kR_{\xi}^{scat}) \frac{\partial R_{\xi}^{inc}}{\partial n} d\xi, \quad (13.a)$$

$$u_h^{PO} = -\frac{jk}{2} \int_0^{\infty} H_0^{(2)}(kR_{\xi}^{inc}) H_0^{(2)}(kR_{\xi}^{scat}) \frac{\partial R_{\xi}^{scat}}{\partial n} d\xi, \quad (13.b)$$

где  $R_{\xi}^{scat} = \sqrt{(x-\xi)^2 + y^2}$  - расстояние между точкой  $\xi$  и точкой, в которой вычисляется рассеянное поле,  $x = r \cos(\varphi)$ ,  $y = r \sin(\varphi)$ , интегрирование выполняется по освещенной (верхней) грани клина.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

С использованием рассмотренной теории были получены угловые диаграммы краевой волны при  $\alpha = 270^0$ ,  $\varphi_0 = 30^0$ ,  $k\eta_0 = 50$  и различном удалении от ребра. На рис.2.а, б представлены результаты расчетов для случая  $kr=10$ , на рис.3.а, б – для  $kr=25$  (сплошные линии), а также угловые диаграммы П.Я. Уфимцева (пунктир). Чтобы полученные результаты можно было сравнить с решением П.Я. Уфимцева, потребовалось исключить зависимость угловых диаграмм от расстояний  $R_1$  и  $r$  (см. рис.1).

Видно, что при  $kr=10$  результаты расчетов краевой волны при возбуждении клина нитью тока достаточно хорошо соответствуют угловой диаграмме, полученной по формулам П.Я. Уфимцева, а для значения  $kr=25$  отличия становятся уже заметными. Как показали результаты расчетов, отличия в угловых диаграммах краевых волн при облучении клина нитью тока от результатов П.Я. Уфимцева будут максимальными, если  $k\eta_0 \sim kr$ . Если же  $k\eta_0 \gg kr$  или  $k\eta_0 \ll kr$  эти отличия будут незначительными.

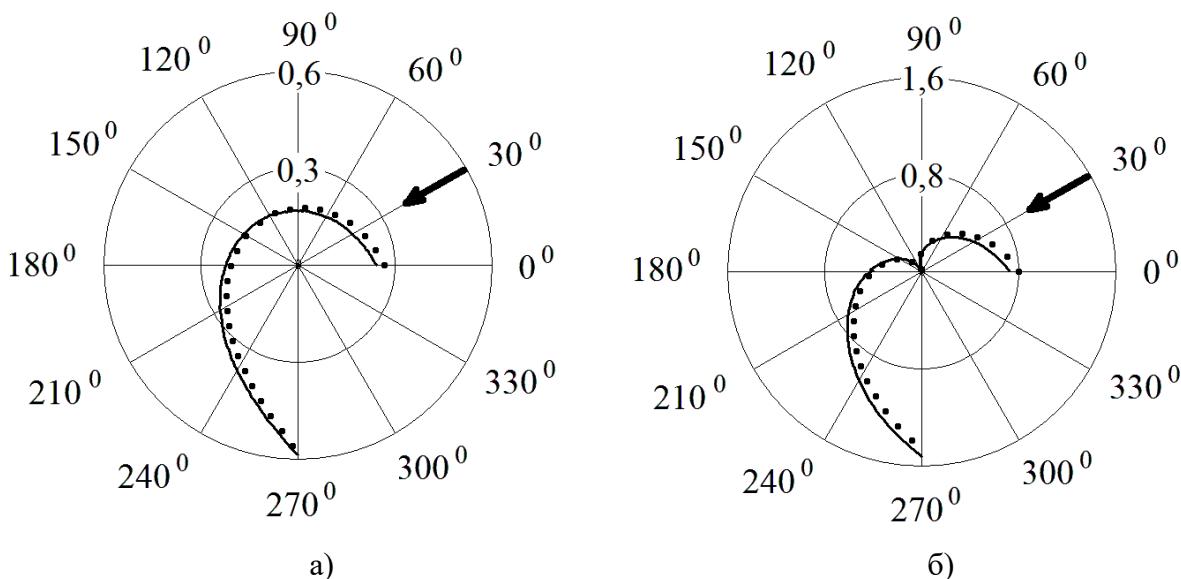


Рис.2. Краевая волна при  $kr=10$  (сплошная линия) и решение П.Я. Уфимцева (пунктир).  
а) – Е-поляризация, б) – Н-поляризация.

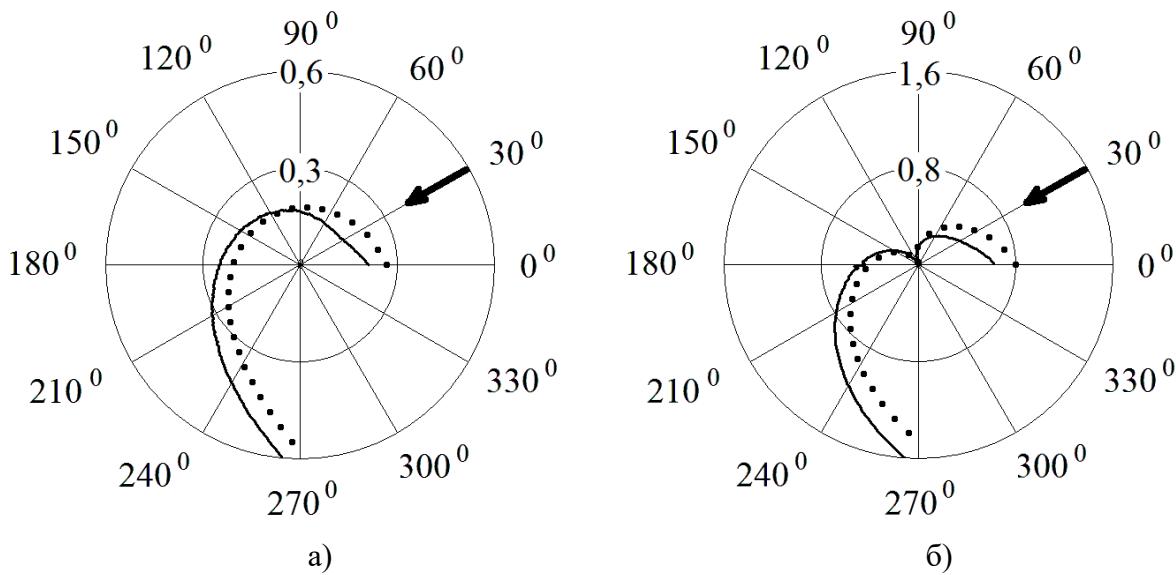


Рис.3. Краевая волна при  $kr = 25$  (сплошная линия) и решение П.Я. Уфимцева (пунктир).

а) – Е-поляризация, б) – Н-поляризация.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлено обобщение теории П.Я. Уфимцева на случай возбуждения клина цилиндрической волной. Показано, что при больших, но конечных значениях  $k_0$  и  $kr$  угловые диаграммы краевых волн отличаются от результатов, полученных методом физической теории дифракции. Очевидно, что при удалении нити тока и точки наблюдения на бесконечность ( $k_0 \rightarrow \infty$  и  $kr \rightarrow \infty$ ) результаты расчетов по представленной методике будут соответствовать хорошо известным угловым диаграммам краевых волн. Полученные результаты могут использоваться для дальнейшего совершенствования алгоритмов расчета полей рассеяния на телах большого электрического размера с учетом последовательной или вторичной дифракции.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Уфимцев П.Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике. Пер с англ. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2007. – 366 с.
2. Ufimtsev P. Ya., Fundamentals of the physical theory of diffraction, New York, Wiley & Sons, Inc., 2007. 329 p.
3. Ахияров В.В. Обобщение физической теории дифракции для решения задачи обратного рассеяния от клина с импедансными гранями / Ахияров В.В., Борзов А.Б., Сучков В.Б. // Электромагнитные волны и электронные системы, 2014, Т. 19, № 3. – С.49-56.
4. Ахияров В.В. Решение задачи дифракции на клине с импедансными гранями методом физической теории дифракции // Сборник трудов XX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2014. – Рр. 319-325.
5. Ахияров В.В. Решение задачи дифракции на черном клине / Ахияров В.В., Першин П.В. // Сборник трудов XXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2016. – С. 814-823.
6. Ахияров В.В. Методы решения задачи дифракции на черном экране. // Электромагнитные волны и электронные системы, 2017, Т. 22, № 1. – С. 14-22.
7. Apaydin G., Sevgi L. A Novel Wedge Diffraction Modeling Using Method of Moments (MoM) // ACES Journal, 2015, Vol. 30, No. 10. – Pp. 1053-1058.

**REFERENCES**

1. Ufmtsev P. Ya., Theory of Edge Diffraction in Electromagnetics. M.: BINOM. Laboratoriya znanij, 2007. – 366 p.
2. Ufmtsev P. Ya., Fundamentals of the physical theory of diffraction, New York, Wiley & Sons, Inc., 2007. 329 p.
3. Akhiyarov V.V. Generalization of the physical theory of diffraction for backscattering from the wedge with impedance faces / Akhiyarov V.V., Borzov A.B., Suchkov V.B. // Electromagnetic waves and electronic systems, 2014, Vol.19, No. 3. – Pp. 49-56.
4. Akhiyarov V.V. Diffraction problem solution for the wedge with an impedance faces using the Physical Theory of Diffraction // XX International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2014. – Pp. 319-325.
5. Akhiyarov V.V. Diffraction problem solution for a black wedge / Akhiyarov V.V., Pershin P.V. // XXII International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2016. – Pp. 814-823.
6. Akhiyarov V.V. The review of the black screen diffraction problem // Electromagnetic waves and electronic systems, 2017, Vol. 22, No. 1. – Pp. 14-22.
7. Apaydin G., Sevgi L. A Novel Wedge Diffraction Modeling Using Method of Moments (MoM) // ACES Journal, 2015, Vol. 30, No. 10. – Pp. 1053-1058.

## ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ВБЛИЗИ ЗЕМЛИ С УЧЕТОМ ТРОПОСФЕРНОГО РАССЕЯНИЯ

В.В. Ахияров<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия

<sup>2</sup>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 вблизи земной поверхности с учетом атмосферной турбулентности. Представлены результаты моделирования флуктуаций показателя преломления по теории Колмогорова. Показано, что флуктуации показателя преломления приводят к существенно более благоприятным условиям распространения радиоволн вблизи земли (это явление получило название дальнего тропосферного распространения). Исследована зависимость множителя ослабления от интенсивности флуктуаций.

**Ключевые слова:** множитель ослабления; показатель преломления; спектральная плотность флуктуаций; дальнее тропосферное распространение радиоволн.

## CALCULATION OF THE ATTENUATION FACTOR NEAR TERRAIN TAKING INTO ACCOUNT TROPOSPHERIC SCATTERING

V. V. Akhiyarov<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications  
(SRI for LDRC), Moscow, Russia

<sup>2</sup>Kotelnikov Institute of radioengineering and electronics of RAS  
(Kotelnikov IRE of RAS), Moscow, Russia

**Abstract.** The paper considers the problem of the attenuation factor calculation near the Earth's surface, taking into account atmospheric turbulence. The results of modeling refractive index fluctuations according to Kolmogorov's theory are presented. It is shown that refractive index fluctuations leads to significantly more favorable conditions for radio wave propagation near the ground (this phenomenon is called long-range tropospheric propagation). The dependence of the attenuation factor on the intensity of fluctuations is investigated.

**Keywords:** attenuation factor; refractive index; spectral fluctuation density; long-range tropospheric propagation of radio waves.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

При проектировании наземных систем связи, а также при наблюдении радиолокационных целей на малых высотах, актуальной является задача прогноза ослабления поля с учетом геометрии рельефа и условий рефракции радиоволн. Для ее решения используются как аналитические [1], так и численные [2, 3, 4] методы, однако во всех случаях речь идет о «детерминированной» задаче, когда известными являются геометрия рельефа и высотный профиль показателя преломления атмосферы. Такие расчеты возможны до дальности дифракционного горизонта, поскольку на больших расстояниях существенный вклад в напряженность поля дает тропосферное рассеяние. Традиционно считается, что дифракционный горизонт определяется дальностью  $\sim 100$  км [5], однако, как было показано в [6, 7], расстояние до дифракционного горизонта, т.е., область применимости дифракционной теории, может быть существенно меньше. В

данной работе тропосферное рассеяние исследуется методом параболического уравнения (ПУ) для модели колмогоровской турбулентности над сферической поверхностью без учета влияния рельефа (вычислительный алгоритм, учитывающий геометрию трассы распространения, рассмотрен в [4]).

## 2. МЕТОД ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ С УЧЕТОМ ТРОПОСФЕРНОГО РАССЕЯНИЯ

Как правило, задача дифракции радиоволн на заданном профиле рельефа с высотным профилем показателем преломления воздуха  $n(z)$  решается методом ПУ. В этом случае для уравнения

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

на каждом шаге численного решения используется алгоритм:

$$u(x + \Delta x, z) = e^{j \frac{k}{2} \left( n(z)^2 - 1 + 2 \frac{z}{a} \right) \Delta x} F^{-1} \left[ F[u(x, z)] e^{-j \frac{p^2 \Delta x}{2k}} \right], \quad (2)$$

где  $u(x, z)$  – искомое поле ( $x$  и  $z$  – продольная и поперечная координаты),  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $p$  – спектральная переменная,  $a$  – радиус Земли,  $\Delta x$  – шаг по продольной координате,  $F[\dots]$  и  $F^{-1}[\dots]$  – прямое и обратное преобразование Фурье.

Известно, что показатель преломления атмосферы определяется средним значением  $\langle n \rangle$  и флюктуациями  $\tilde{n}$  [8]:

$$n = \langle n \rangle [1 + \tilde{n}]. \quad (3)$$

Моделирование флюктуаций показателя преломления  $\tilde{n}$  выполняется аналогично тому, как это было сделано в [9, 10] при моделировании случайных рассеивающих поверхностей. Для получения ансамбля реализаций случайной величины  $\tilde{n}$  с требуемыми спектральными свойствами белый гауссовский шум следует пропустить через формирующий фильтр. Импульсная характеристика фильтра должна соответствовать спектральной плотности флюктуаций, которая определяется преобразованием Фурье от корреляционной функции  $B_n(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = \langle \tilde{n}(\mathbf{r}_1) \tilde{n}(\mathbf{r}_2) \rangle$ . Для статистически однородной и стационарной турбулентности корреляционная функция зависит только от модуля разности  $r = |\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2|$ , т.е. рассматривается случайный процесс со стационарными приращениями. Согласно теории Колмогорова в инерционном интервале трехмерная спектральная плотность изотропного случайного поля флюктуаций показателя преломления определяется выражением [8]:

$$\Phi_n(K) = 0,033 C_n^2 K^{-\frac{11}{3}} \text{ при } 2\pi/L_0 < K < 2\pi/l_0, \quad (4)$$

где  $C_n^2$  – квадрат структурной характеристики показателя преломления, внутренний и внешний масштабы турбулентности будем считать равными  $l_0 = 1 \text{ см}$  и  $L_0 = 100 \text{ м}$ , а

спектральная переменная  $K$  определяет пространственный масштаб флюктуаций для произвольного направления.

Трехмерная спектральная плотность  $\Phi_n(K)$  связана с одномерной спектральной плотностью  $S_n(K)$  выражением [11]

$$\Phi_n(K) = -\frac{1}{2\pi K} \frac{dS_n(K)}{dK}, \quad (5)$$

откуда следует

$$S_n(K) = 0,1245 C_n^2 K^{-\frac{5}{3}}, \quad (6)$$

где спектральная переменная  $K$  соответствует пространственному масштабу в направлении распространения электромагнитной волны.

Рассмотренная модель колмогоровского спектра соответствует предположению о статистической однородности и изотропности рассматриваемого случайного процесса (точнее, надо говорить о локальной однородности), такой подход к моделированию спектра флюктуаций использовался в [12]. Вопросы, связанные с более адекватным представлением атмосферной турбулентности, выходят за рамки данной работы. Нашей целью является демонстрация возможности учета случайных флюктуаций  $\tilde{n}$  на трассе распространения радиоволн при численном решении ПУ (1). Моделированию спектров флюктуаций случайной среды посвящена обширная литература. Например, в [13] представлена теория для вертикально стратифицированной атмосферы, в [14] рассмотрены случаи строгого двумерной и квазидвумерной турбулентности и этот список можно продолжать еще очень долго. Очевидно, что выбор отличной от (6) спектральной модели будет приводить к другим результатам при вычислении множителя ослабления на трассе распространения радиоволн.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

На рис.1 представлена одна из возможных реализаций флюктуаций показателя преломления в прямоугольной области протяженностью 100 км и высотой 1 км.

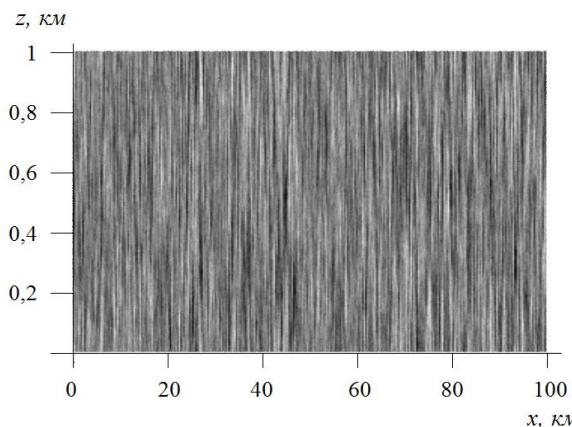


Рис.1. Флюктуации показателя преломления.

На рис.2.а показано распределение множителя ослабления в диапазоне высот до 100 м и дасстояний до 100 км над гладкой сферической поверхностью. Исходные данные выбраны следующими: длина волны –  $\lambda = 0,3 \text{ м}$ , центр излучающей апертуры шириной  $d = 3,9 \text{ м}$  поднят над поверхностью на высоту  $h = 7,8 \text{ м}$ , размер преобразования Фурье – 2048 точек. Как видно из представленного рисунка, при выбранном значении  $C_n^2 = 10^{-13}$  флюктуации показателя преломления оказывают существенное влияние на ослабление поля вблизи земли. Для сравнения на рис.2.б представлены результаты расчетов для случая отсутствия флюктуаций. Видно, что вблизи подстилающей поверхности флюктуации показателя преломления приводят к существенно меньшему ослаблению напряженности поля.

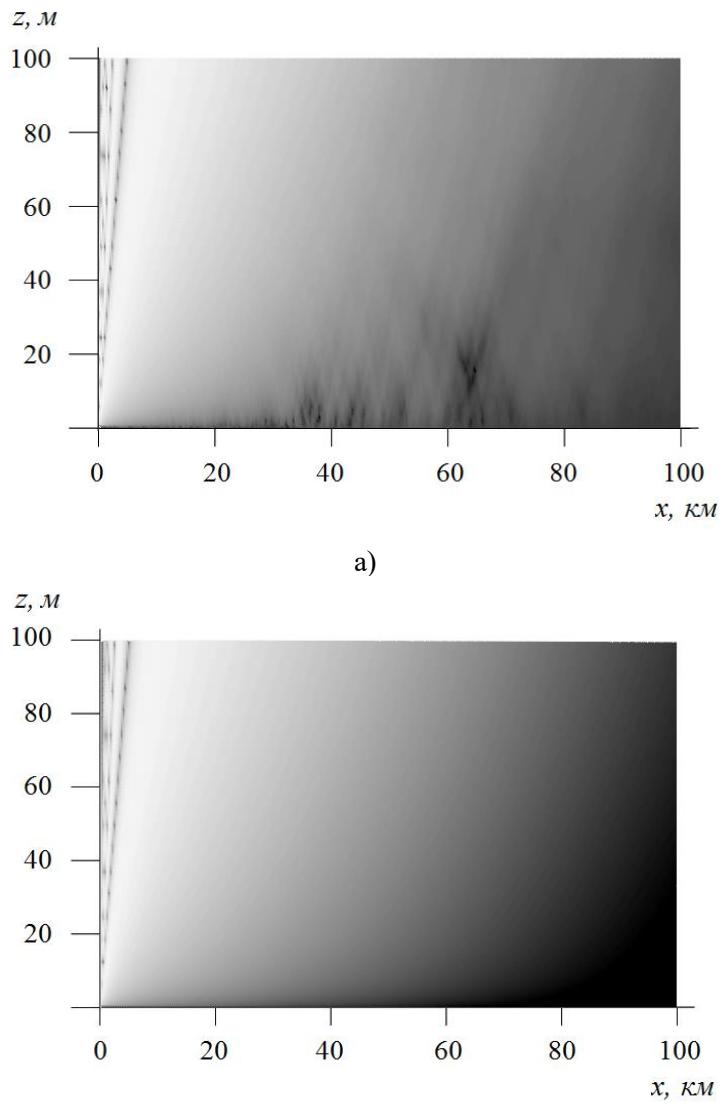


Рис.2. Множитель ослабления над гладкой поверхностью.

- а) флюктуации с квадратом структурной характеристики  $C_n^2 = 10^{-13}$ ,
- б) случай отсутствия флюктуаций.

На рис.3 представлены дистанционные зависимости множителя ослабления, полученные при  $C_n^2 = 10^{-14}$  и тех же исходных данных, что и в предыдущем случае ( $\lambda = 0,3 \text{ м}$ ,  $d = 3,9 \text{ м}$ ,  $h = 7,8 \text{ м}$ ). Сплошные линии на данном и двух последующих рисунках соответствуют множителю ослабления в непосредственной близости от земли, штриховые линии получены для точки наблюдения, поднятой на высоту 10 м, пунктир – вычисления на соответствующих высотах без учета тропосферного рассеяния. Видно, что тропосферное рассеяние приводит к более благоприятным условиям распространения радиоволн, начиная с дальности  $\sim 40$  км вблизи от земной поверхности, а при высоте подъема точки наблюдения на 10 м флуктуации показателя преломления начинают оказывать влияние на результаты расчетов при удалении на 70 км от источника. На рис.4 и рис.5 представлены результаты аналогичных расчетов при  $C_n^2 = 10^{-13}$  и  $C_n^2 = 10^{-12}$ . Видно, что увеличение  $C_n^2$  приводит к еще более благоприятным условиям распространения радиоволн.

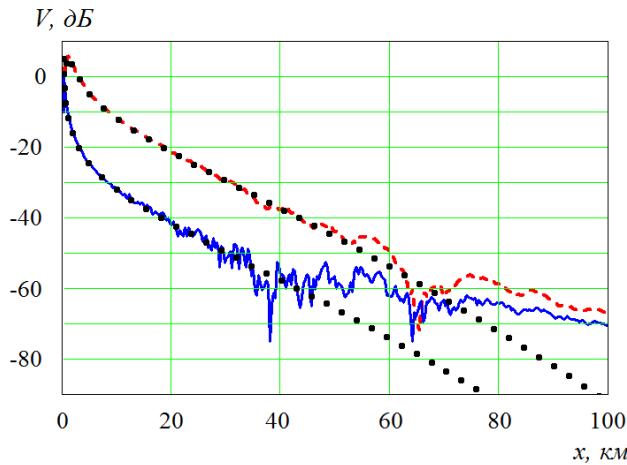


Рис.3. Дистанционные зависимости множителя ослабления при  $C_n^2 = 10^{-14}$  у поверхности земли (нижние кривые) и на высоте 10 м (верхние кривые).

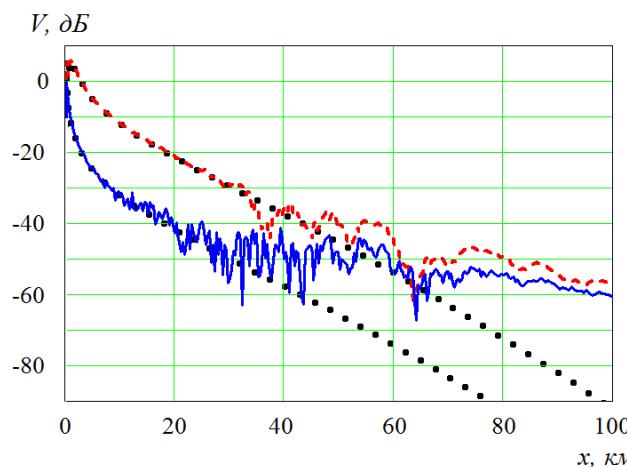


Рис.4. Дистанционные зависимости множителя ослабления при  $C_n^2 = 10^{-13}$ .

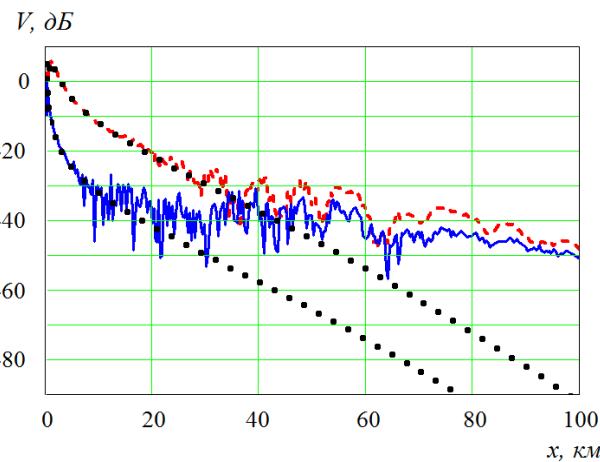


Рис.5. Дистанционные зависимости множителя ослабления при  $C_n^2 = 10^{-12}$ .

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе исследован вопрос влияния атмосферной турбулентности на условия распространения радиоволн вблизи земной поверхности в предположении того, что спектр флюктуаций показателя преломления подчиняется колмогоровскому закону. Представлены дистанционные зависимости множителя ослабления, полученные при различных значениях квадрата структурной характеристики показателя преломления  $C_n^2$ . Показано, что при увеличении  $C_n^2$  влияние тропосферного рассеяния на условия распространения радиоволн становится более существенным. Также отметим, квадрат структурной характеристики  $C_n^2$  может изменяться в пределах от  $3 \cdot 10^{-17}$  (практически полное отсутствие турбулентности) до  $10^{-12}$  (очень сильная турбулентность). Достаточно большие значения квадрата структурной характеристики, использованные для расчета, были выбраны для того, чтобы продемонстрировать влияние турбулентности на напряженность поля вблизи земли на дальности до 100 км.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ахияров В.В. Асимптотическое решение задачи однократной и последовательной дифракции // Электромагнитные волны и электронные системы, 2013, Т. 18, № 7. – С. 4-11.
2. Ахияров В.В. Методы численного решения задачи дифракции радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы. 2010, Т. 15, № 3. – С. 38-46.
3. Ахияров В.В. Метод параболического уравнения в теории дифракции // Успехи современной радиоэлектроники, 2010, № 9. – С. 72-80.
4. Ахияров В.В. Использование численных методов для изучения условий распространения радиоволн / Ахияров В.В., Чернавский С.В. // Радиотехника, 2011, № 10. – С. 101-110.
5. Арманд Н.А., Введенский Б.А., Гусятинский И.А. и др. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких радиоволн. М.: Сов. Радио, 1965. – 416 с.
6. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, Т. 11, № 9. – С. 28-32.
7. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 12. – С. 3-25.

8. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. Том 2. Многократное рассеяние, турбулентность, шероховатые поверхности и дистанционное зондирование. М.: Мир, 1981. – 318 с.
9. Ахияров В.В. Численное решение задачи рассеяния на статистически неровной поверхности // Успехи современной радиоэлектроники, 2012, № 5. – С. 3-14.
10. Ахияров В.В. Рассеяние на статистически неровной поверхности с произвольными корреляционными свойствами // Журнал радиоэлектроники, 2012, № 2. <http://jre.cplire.ru/jre/feb12/2/text.html>, 15.01.2019.
11. Татарский В.И. Распространение радиоволн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. – 548 с.
12. Hitney H.V. A Practical Tropospheric Scatter Model Using the Parabolic Equation // IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1993, Vol. 41, No 7. - Pp. 905-909.
13. Виноградов А.Г., Теокаров А.Н. Модель подобия пространственных спектров случайных анизомерных неоднородностей диэлектрической проницаемости атмосферы и ее приложение к задачам распространения волн // Известия РАН. Физика атмосферы и океана, 2020, Т. 56, № 1. – С. 76-88.
14. Данилов С.Д., Гурарий Д. Квазидвумерная турбулентность // Успехи физических наук, 2000, Т. 170, № 9. – С. 921-968.

#### REFERENCES

1. 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.
2. 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.
3. Akhiyarov V.V. Parabolic Equation Method in the Diffraction Theory // Achievements of modern radioelectronics, 2010, No. 9. – Pp. 72-80.
4. 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.
5. Armand N.A., Vvedenskiy B.A. Long Distace propagation VHF. M. Sov. Radio, 1965. – 416 p.
6. 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.
7. Akhiyarov V.V. The Radio Waves Propagation and Scattering // Achievements of modern radioelectronics, 2008, No. 12. – Pp. 3-25.
8. Ishimaru A. Wave Propagation and Scattering in Random Media. Volume 2: Multiple scattering, turbulence, rough surfaces, and remote-sensing. Academic Press, 1978. – 339 p.
9. Akhiyarov V.V. Numerical Solution of Scattering from Random Rough Surface // Achievements of modern radioelectronics, 2012, No. 5 – Pp. 3-14.
10. Akhiyarov V.V. Scattering from statistically rough surface with arbitrary correlation properties // Journal of Radioelectronics. <http://jre.cplire.ru/jre/feb12/2/text.html>, 15.01.2019.
11. Tatarskii V.I. Wave propagation in turbulent media. M.: Nauka, 1967. – 548 p.
12. Hitney H.V. A Practical Tropospheric Scatter Model Using the Parabolic Equation // IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1993, Vol. 41, No 7. - Pp. 905-909.
13. Vinogradov A.G., Teokharov A.N. Similarity Model of Spatial Spectra of Random Anisoscale Inhomogeneities of Atmosphere Permittivity and its Application to Problems of Wave Propagation // Izvestiya, Atmospheric and Oceanic Physics, 2020, Vol. 56, No. 1. – Pp. 61–71.
14. Danilov S.D., Gurarie D. Quasi-two-dimensional turbulence // Physics-Uspekhi (Advances in Physical Sciences), 2000, Vol. 170, No 9. – Pp. 863-900.

# ИЗЛУЧАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ С ПОДЛОЖКАМИ ИЗ ПЛАНАРНОГО КИРАЛЬНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ S-ЭЛЕМЕНТОВ И ГАММАДИОНОВ

А. М. Нешерет<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (АО «СИП РС»), Самара, РФ

**Аннотация.** Работа посвящена экспериментальным исследованиям излучающих структур с подложками из киральных метаматериалов, выполненных на основе S-элементов и гаммадионов. Приведены результаты измерений коэффициентов отражения и прохождения. Выполнен сравнительный анализ характеристик излучающих структур с подложками из киральных метаматериалов на основе S-элементов и гаммадионов, а также характеристик излучающих структур с диэлектрической подложкой.

**Ключевые слова:** Излучающая структура, киральный метаматериал, планарные структуры, гаммадион.

## RADIATING STRUCTURES WITH SUBSTRATES MADE OF PLANAR CHIRAL METAMATERIAL BASED ON S-ELEMENTS AND GAMMADIIONS

A. M. Neshcheret<sup>1</sup>

<sup>1</sup>JSC «Samara innovative business of radio systems» (JSC «SIB RS»), Samara, RF

**Abstract.** The work is devoted to the experimental research of radiating structures with substrates of chiral metamaterials made on the basis of S-elements and gammadiions. The results of measurements of reflection and transmission coefficients are presented. A comparative analysis of the characteristics of radiating structures with substrates of chiral metamaterials based on S-elements and gammadiions, as well as the characteristics of radiating structures with a dielectric substrate, is performed.

**Keywords:** Radiating structure, chiral metamaterial, planar structures, gammadiion.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

На данный момент в системах подвижной радиосвязи широкое распространение получили штыревые антенны, располагающиеся на корпусе подвижных объектов. Несомненным преимуществом таких антенн является возможность приема сигнала с любых направлений, поскольку такие антенны обладают круговой диаграммной направленности в азимутальной плоскости. В тоже время, к недостаткам следует отнести невысокий коэффициент усиления и относительно большие габариты. В настоящее время большинство корпусов подвижных объектов выполнены из различных металлов или комбинированных материалов, что, в свою очередь, накладывает существенные ограничения на выбор типа антennы. Как показывают исследования, перспективным подходом к улучшению электрических и массо-габаритных характеристик антенн является применение в их конструкции метаматериалов [1].

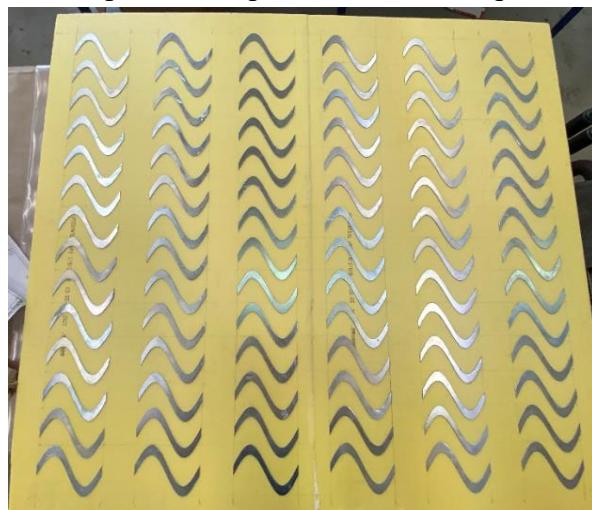
В работе [2] было показано, что горизонтально расположенный относительно металлической поверхности полуволновый излучатель, который лежит на подложке из бианизотропного кирального метаматериала, способен также излучать и принимать

электромагнитные волны в азимутальных направлениях. Данные результаты подтвердились также и в экспериментальных исследованиях [3]. Кроме того, использование метаматериалов позволяет также решать задачи электромагнитной совместимости [4].

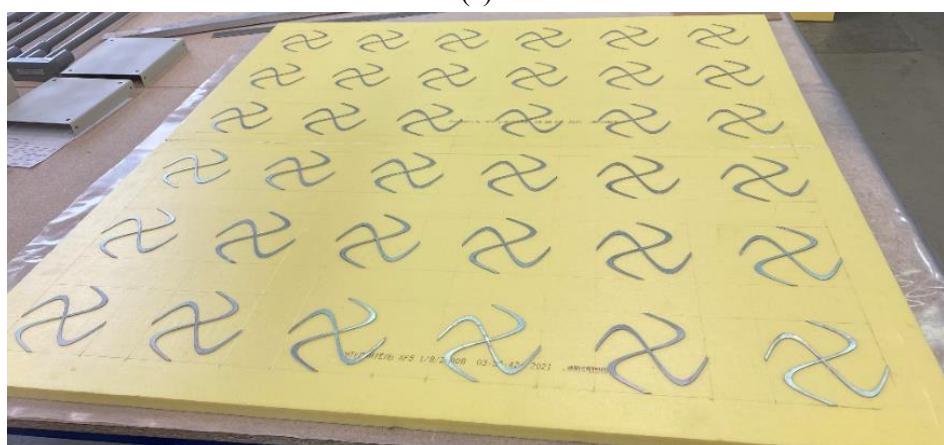
Однако в вышеуказанных случаях, метаматериал был выполнен на основе объемных спиралей. Помимо относительно высоких массо-габаритных характеристик, существенным также является технологическая сложность изготовления данных спиральных элементов, которая стремительно возрастает с увеличением частоты. В связи с этим, возникает актуальная научно-техническая задача по снижению массо-габаритных характеристик метаматериала, а также по уменьшению технологической сложности изготовления киральных элементов.

## 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для решения данной задачи было проведено электродинамическое и математическое моделирование излучающих структур на основе планарных киральных элементов, в частности, S-элементов и двухэлементных гаммадионов (двух скрещенных S-элементов). Для верификации полученных результатов было изготовлено два аналогичных макета бианизотропных киральных метаматериалов (рис. 1).



(a)



(б)

Рис.1. Макеты киральных метаматериалов на основе S-элементов (а) и гаммадионов (б)

Данные макеты выполнены из двух диэлектрических пластин (полистирол) между которыми равномерно распределены планарные киральные элементы. Поскольку планарные киральные элементы распределены равномерно, то метаматериал является бианизотропным.

### 3. МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

Для определения характеристик макетов планарных киральных метаматериалов использовались два одинаковых полуволновых излучателя. Один излучатель находился в непосредственной близости от макетов, а другой - на расстоянии нескольких десятков длин волн (в дальней зоне). Оба излучателя имеют одинаковую ориентацию и располагались на одной и той же высоте относительно уровня земли.

Измерения производились с использованием измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения Obzor-804/1. Характеристики снимались с излучателя, который располагался в непосредственной близости от макетов планарных киральных метаматериалов.

Измерения проводились при двух конфигурациях:

- излучатель находится перед макетом кирального метаматериала;
- излучатель находится за макетом кирального метаматериала.

### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рис. 2 приведены результаты измерений коэффициента отражения для излучающей структуры с диэлектрическим и киральным макетами для случая, когда излучатель расположен за макетом. При этом макет кирального метаматериала выполнен из S-элементов.

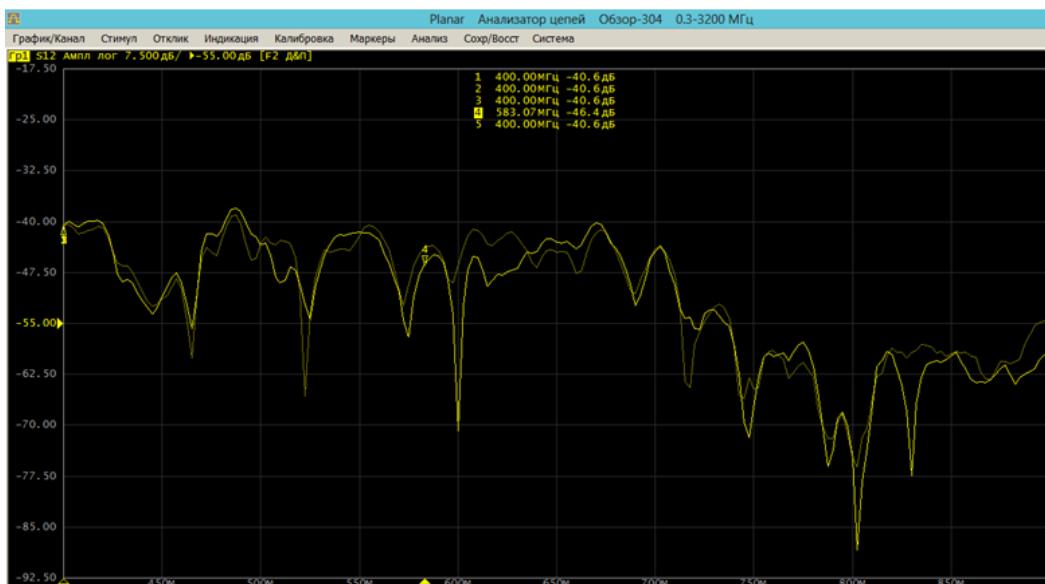


Рис.2. Зависимости коэффициентов прохождения от частоты при использовании макетов на основе диэлектрических и киральных метаматериалов (S-элементы)

Как видно из представленных зависимостей, в случае макета кирального метаматериала имеет место резкое снижение коэффициента прохождения в нескольких частотных диапазонах (около 600 МГц и 830 МГц). В свою очередь это свидетельствует о том, что киральный метаматериал на этих частотах проявляет свойства «экрана» и практически не пропускает электромагнитные волны.

Аналогичная ситуация проявляется и при исследовании макета кирального метаматериала, выполненного на основе гаммадионов. На нескольких частотах (600 МГц, 700 МГц, 725 МГц, 750 МГц) также наблюдается резкое снижение коэффициента прохождения (рис. 3).

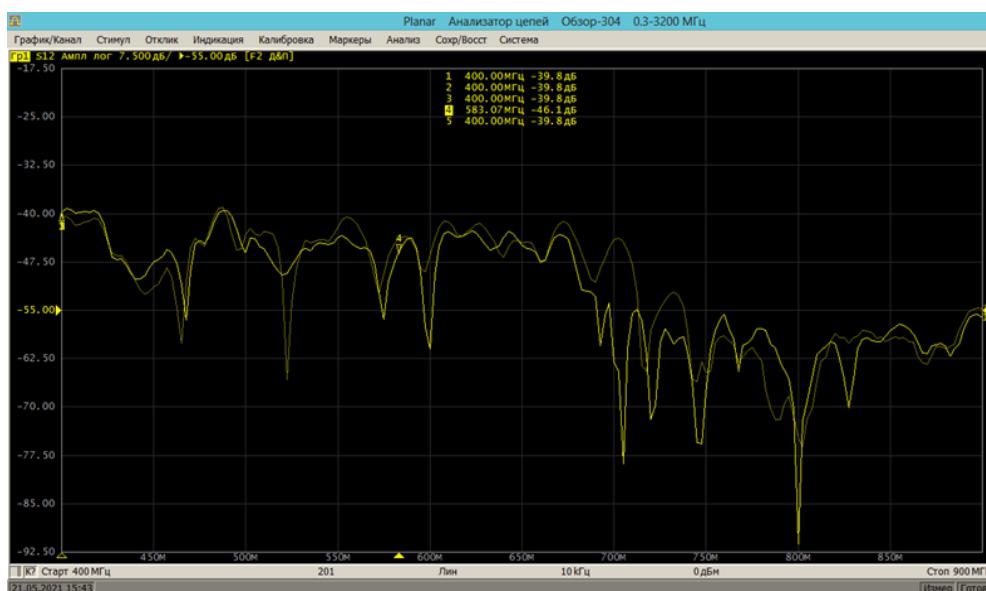


Рис.3. Зависимости коэффициентов прохождения от частоты при использовании макетов на основе диэлектрических и киральных метаматериалов (гаммадионы)

Сравнивая зависимости, приведенных на рис. 2 и рис. 3, можно отметить, что на частоте 600 МГц у макета кирального метаматериала на основе S-элементов уровень коэффициента прохождения ниже и, следовательно, как «экран» работает лучше. В тоже время, макет на основе гаммадионов проявляет свойства «экрана» на нескольких частотах, что позволяет его также использовать при решении задач электромагнитной совместимости компактно расположенных радиоэлектронных средств, работающих в различных частотных диапазонах.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные результаты экспериментального исследования характеристик макетов планарных киральных метаматериалов на основе S-элементов и гаммадионов свидетельствуют о наличии свойств «экрана» в ряде частотных диапазонов. Данные киральные метаматериалы могут быть использованы при решении задач электромагнитной совместимости близко расположенных радиоэлектронных средств.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Нещерет А.М. Возможности совершенствования антенной техники путем использования киральных метаматериалов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2018. – № 3. – т. 21 – С. 66–72.
2. Клюев Д.С., Нещерет А.М., Осипов О.В., Соколова Ю.В. Характеристики излучения антенн с подложками на основе бианизотропных киральных метаматериалов // Материалы XXV международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2019. – Т.5 – С. 98-103.
3. Бузов А.Л., Кабанов В.А., Копылов Д.А., Нещерет А.М. Экспериментальное исследование излучающих структур на основе биизотропных и бианизотропных киральных метаматериалов // Радиотехника. – 2020. – № 6(11). – т. 84 – С. 15-21.
4. Бадалов В.В., Беляев С.О., Копылов Д.А., Нещерет А.М. Исследование характеристик антенных систем на основе метаматериалов в целях обеспечения электромагнитной совместимости средств радиосвязи // Антенны. – 2017. – № 11. – С. 31-38.

## REFERENCES

1. Buzov A. L., Klyuev D. S., Neshcheret A.M. Possibilities of improving antenna technology by using chiral metamaterials / / Physics of wave processes and radio engineering systems. - 2018. - No. 3. - vol. 21-pp. 66-72.
2. Klyuev D. S., Neshcheret A.M., Osipov O. V., Sokolova Yu. V. Radiation characteristics of antennas with substrates based on bianisotropic chiral metamaterials // XXV International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communication". – Voronezh, 2019. – Vol.5 – C. 98-103.
3. Buzov A. L., Kabanov V. A., Kopylov D. A., Neshcheret A.M. Experimental study of radiating structures based on biisotropic and bianisotropic chiral metamaterials. – 2020. – № 6(11). – vol. 84- pp. 15-21.
4. Badalov V. V., Belyaev S. O., Kopylov D. A., Neshcheret A.M. Investigation of the characteristics of antenna systems based on metamaterials in order to ensure electromagnetic compatibility of radio communications // Antennas. - 2017. - No. 11. - pp. 31-38.

# ИЗЛУЧЕНИЕ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА ЧЕРЕЗ НЕОДНОРОДНУЮ ТЕПЛОЗАЩИТУ

В. Ф. Михайлов<sup>1</sup>, И. В. Мажник<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (СПбГУАП), Санкт-Петербург, Российская Федерация

**Аннотация.** Получены характеристики излучения круглого волновода, закрытого плоской неоднородной теплозащитой. Выражение для поля излучения круглого волновода при названных условиях выведено методом ВКБ.

**Ключевые слова:** круглый волновод; неоднородная теплозащита; ВКБ-метод; поле излучения.

## RADIATION OF A CIRCULAR WAVEGUIDE THROUGH A UNHOMOGENEOUS HEAT SHIELD

V. F. Mikhailov<sup>1</sup>, I. V. Mazhnik<sup>1</sup>

<sup>1</sup> St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation(SUAI), St. Petersburg, Russian Federation

**Abstract.** The radiation characteristics of a circular waveguide closed by a flat inhomogeneous thermal protection are obtained. The expression for the radiation field of a circular waveguide under these conditions is derived by the WKB method.

**Keywords:** circular waveguide; non-uniform thermal protection; WKB-method; radiation field.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Возвращаемые космические аппараты для связи с внешним пространством используют бортовые антенны, называемые антennыми окнами, которые конструктивно представляют собой слабонаправленный излучатель, закрытый плоской радиопрозрачной нагревостойкой теплозащитой. Как правило, в качестве излучателя используется открытый конец круглого волновода. Известно достаточно много публикаций, описывающих характеристики излучения круглого волновода с однородной теплозащитой [1-3]. Знание электрических характеристик антеннного окна на траектории спуска космического аппарата позволяет оценить наличие или отсутствие радиосвязи. В условиях аэродинамического нагрева теплозащита прогревается неравномерно по толщине и становится электрически неоднородной (рисунок 1).

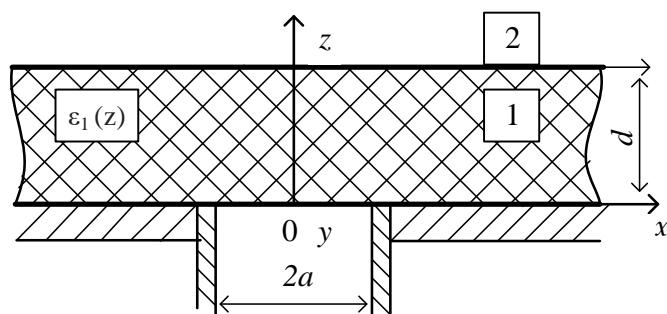


Рис. 1. Волновод с неоднородной теплозащитой:  
d – толщина теплозащиты; a – радиус волновода; x, y, z – декартовы координаты; 1 – область, занимаемая диэлектрической защитой; 2 – область за теплозащитой

В этом случае для определения характеристик излучения антенного окна необходимо решать волновое уравнение для произвольного изменения волнового числа по координате, нормальной теплозащите. Строгое изложение теории распространения электромагнитных волн через неоднородные диэлектрические среды имеется в работе [4], в которой решение задачи сводится к решению гипергеометрического уравнения. Данное уравнение имеет решение в конечном виде только для немногих видов функции волнового числа от координаты, перпендикулярной теплозащите. Во многих работах, посвященных распространению радиоволн в ионосфере [5, 6], также рассматриваются вопросы прохождения через неоднородные диэлектрические объекты. Но в них и ряде других работ [7] строгие решения волнового уравнения получены для некоторых частных законов изменения параметров диэлектриков в направлении распространения радиоволн. Основные трудности применения известных решений заключаются в том, что, во-первых, не представляется возможным, даже комбинируя полученные решения, перейти к случаю произвольного изменения параметров среды и, во-вторых, полученные решения являются весьма сложными. Применение их в интегральном преобразовании Фурье для получения радиотехнических характеристик антенного окна дает настолько громоздкие выражения, что использование практически невозможным. Поэтому существенное значение приобретает возможность применения приближенных методов расчета. В данном случае целесообразно обратиться к волновым методам расчета. При достаточно слабой зависимости электрических свойств теплозащиты от координат характеристики поля излучения могут быть получены методом фазовых интегралов (ВКБ-метод). Медленные изменения свойств среды от координат означает, что свойства среды меняются мало на расстоянии порядка длины волны. Фактически в этом методе используется приближение геометрической оптики.

## 2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Решение волнового уравнения будем производить для углового спектра плоских волн, который получаем путем двойного преобразования Фурье составляющих электромагнитного поля излучения по угловым координатам волнового вектора.

Для ВКБ-метода решение волнового уравнения для угловых спектральных составляющих магнитного поля может быть записано в следующем виде для областей в теплозащите (1) и за теплозащитой (2) (см. рис.1):

$$\hat{H}_x^{(1)} = A \frac{\sqrt{k}}{\sqrt{k_{z_1}(z)}} \exp(-j \int_0^z k_{z_1}(z) dz) + B \frac{\sqrt{k}}{\sqrt{k_{z_1}(z)}} \exp(j \int_0^z k_{z_1}(z) dz), \quad (1)$$

$$\hat{H}_x^{(2)} = C \exp(-jk_z z), \quad (2)$$

$$\hat{H}_y^{(1)} = D \frac{\sqrt{k}}{\sqrt{k_{z_1}(z)}} \exp(-j \int_0^z k_{z_1}(z) dz) + L \frac{\sqrt{k}}{\sqrt{k_{z_1}(z)}} \exp(j \int_0^z k_{z_1}(z) dz). \quad (3)$$

$$\hat{H}_y^{(2)} = M \exp(-jk_z z), \quad (4)$$

где  $A, B, C, D, L, M$  - постоянные интегрирования,  $k$ -волновое число,  $k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}$ ,  $k_{z_1} = \sqrt{k^2 \epsilon_1(z) - k_x^2 - k_y^2}$ ,  $\epsilon_1(z)$  - относительная диэлектрическая проницаемость теплозащиты,  $z$ -координата перпендикулярная теплозащите.

Используя уравнения Максвелла  $\frac{\partial H_y}{\partial z} = -j\omega \epsilon_0 \epsilon E_x$ ,  $\frac{\partial H_x}{\partial z} = j\omega \epsilon_0 \epsilon E_y$ , получим

угловую спектральную составляющую электрического поля

$$\hat{E}_x^{(1)} = -\frac{k'_{z_1}(z)\sqrt{k}\left(\text{De}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z) dz\right)} + \text{Le}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z) dz\right)}\right)}{2\omega \epsilon_0 \epsilon_1(z) k_{z_1}(d)^{3/2}} -$$

$$-\frac{j k_{z_1}(z)\sqrt{k}\left(\text{De}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z) dz\right)} - \text{Le}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z) dz\right)}\right)}{\omega \epsilon_0 \epsilon_1(z) \sqrt{k_{z_1}(d)}},$$

$$\hat{E}_x^{(2)} = -\frac{k_z}{\omega \epsilon_0} M \cdot \exp(-jk_z z), \quad (6)$$

$$\hat{E}_y^{(1)} = \frac{k'_{z_1}(z)\sqrt{k}\left(\text{Ae}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z) dz\right)} + \text{Be}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z) dz\right)}\right)}{2\omega \epsilon_0 \epsilon_1(z) k_{z_1}(d)^{3/2}} -$$

$$\frac{j k_{z_1}(z)\sqrt{k}\left(\text{Ae}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z) dz\right)} - \text{Be}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z) dz\right)}\right)}{\omega \epsilon_0 \epsilon_1(z) \sqrt{k_{z_1}(d)}}, \quad (7)$$

$$\hat{E}_y^{(2)} = \frac{k_z}{\omega \epsilon_0} C \cdot \exp(-jk_z z), \quad (8)$$

где  $\omega$  — угловая частота, на которой производятся исследования,  $\epsilon_0$  — электрическая постоянная.

Используя граничные условия для  $z = 0$  и  $z = d$  ( $d$  - толщина теплозащиты) для поля в апертуре, определяемого волной типа  $H_{11}$ , найдем выражения неизвестных функций  $A, B, C, D, L, M$

$$A = (-\epsilon_1(d) e^{-jk_z d} \epsilon_0 \epsilon_1(0) k_{z_1}(0) \omega ((-k_z(d))^2 k_1^2 n_1 m^2 + (k^2 n_1 + nk_1^2) m (jm^2 + s/2) k_z(d) -$$

$$- k^2 n (jm^2 s - m^4 + s^2/4) \hat{E}_{y_0} e^{2j\psi} - k_z(d)^2 \hat{E}_{y_0} k_1^2 n_1 m^2 + ((j(k+k_1)(k_x-k_y))(k_x+k_y) \times$$

$$\times (k-k_1)m^2 - (((-2k_1^2 + k_x^2 + k_y^2)k^2 + k_1^2(k_x^2 + k_y^2))s)/2) \hat{E}_{y_0} - 2j(k+k_1) \hat{E}_{x_0} k_y k_x (k-k_1) \times$$

$$\times m^2) m k_z(d) - k^2 \hat{E}_{y_0} n(m^4 + s^2/4)) / \Delta; \quad (9)$$

$$B = (-\epsilon_1(d) e^{-jk_z d} \epsilon_0 \epsilon_1(0) k_{z_1}(0) \omega ((k_z(d))^2 k_1^2 n_1 m^2 + (jm^2 - s/2) (k^2 n_1 + nk_1^2) m k_z(d) -$$

$$- k^2 n (jm^2 s + m^4 - s^2/4) \hat{E}_{y_0} e^{-2j\psi} + k_z(d)^2 \hat{E}_{y_0} k_1^2 n_1 m^2 +$$

$$+ ((((k+k_1)(k_x-k_y)(k_x+k_y)(k-k_1)m^2 j + (((-2k_1^2 + k_x^2 + k_y^2)k^2 + k_1^2(k_x^2 + k_y^2))s)/2)) \times$$

$$\times \hat{E}_{y_0} - 2j(k+k_1) \hat{E}_{x_0} k_y k_x (k-k_1)m^2) m k_z(d) + k^2 \hat{E}_{y_0} n(m^4 + s^2/4)) / \Delta; \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
C = & (-2j\varepsilon_0 m^{3/2} \varepsilon_1(0) k_{z_1}(0) \omega \sqrt{k} ((\hat{E}_{y_0} k_z(d) k_1^2 n_1 m - (jm^2 - s/2) \times \\
& \times ((-k^2 + k_y^2) k_1^2 + k_x^2 k_y^2) \hat{E}_{y_0} - k_x k_y \hat{E}_{x_0} (k - k_1)(k + k_1)) e^{-\psi j} + \\
& + (\hat{E}_{y_0} k_z(d) k_1^2 n_1 m + ((-k^2 + k_y^2) k_1^2 + k_x^2 k_y^2) \hat{E}_{y_0} - k_x k_y \hat{E}_{x_0} (k - k_1)(k + k_1)) \times \\
& \times (jm^2 + s/2) e^{\psi j}) / \Delta; \tag{11}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D = & -(\varepsilon_1(d) e^{-jk_z d} \varepsilon_0 \varepsilon_1(0) e^{j\psi} k_{z_1}(0) \omega ((\hat{E}_{x_0} k^2 n m^4 + k_z(d) (k - k_1)(k + k_1) \times \\
& \times ((k_x^2 - k_y^2) \hat{E}_{x_0} + 2 \hat{E}_{y_0} k_x k_y) m^3 j + \hat{E}_{x_0} k_z(d)^2 k_1^2 n_1 m^2 - k_z(d) \times \\
& \times ((-k_y^2/2 + k_1^2 - k_x^2/2) k^2 - ((k_1^2(k_x^2 + k_y^2))/2) \hat{E}_{x_0} s m + ((s^2 k^2 \hat{E}_{x_0} n)/4)) e^{-\psi j} + \\
& + (-m^2 k^2 j + k_z(d) m k_1^2 - (s k^2/2) \hat{E}_{x_0} (-n m^2 j + k_z(d) n_1 m - s n/2) e^{\psi j}) / \Delta; \tag{12}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
L = & (\varepsilon_1(d) e^{-jk_z d} \varepsilon_0 \varepsilon_1(0) e^{-j\psi} k_{z_1}(0) \omega ((n m^2 j + k_z(d) n_1 m - (s n/2) \hat{E}_{x_0} \times \\
& \times (m^2 k^2 j + k_z(d) m k_1^2 - (s k^2/2) e^{-\psi j} + (\hat{E}_{x_0} k^2 n m^4 - k_z(d) (k - k_1)(k + k_1) \times \\
& \times ((k_x^2 - k_y^2) \hat{E}_{x_0} + 2 \hat{E}_{y_0} k_x k_y) m^3 j + \hat{E}_{x_0} k_z(d)^2 k_1^2 n_1 m^2 - k_z(d) \times \\
& \times ((-k_y^2/2 + k_1^2 - (k_x^2/2) k^2 - ((k_1^2(k_x^2 + k_y^2))/2) \hat{E}_{x_0} s m + ((s^2 k^2 \hat{E}_{x_0} n)/4)) e^{\psi j})) / \Delta; \tag{13}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
M = & (2j\varepsilon_0 m^{3/2} \varepsilon_1(0) k_{z_1}(0) \omega \sqrt{k} ((\hat{E}_{x_0} k_z(d) k_1^2 n_1 m - ((-k^2 + k_x^2) k_1^2 + k^2 k_y^2) \hat{E}_{x_0} - \\
& - k_y \hat{E}_{y_0} k_x (k - k_1)(k + k_1) (jm^2 - s/2) e^{-\psi j} + (\hat{E}_{x_0} k_z(d) k_1^2 n_1 m + (jm^2 + s/2) \times \\
& \times ((-k^2 + k_x^2) k_1^2 + k^2 k_y^2) \hat{E}_{x_0} - k_y \hat{E}_{y_0} k_x (k - k_1)(k + k_1)) e^{\psi j}) / \Delta. \tag{14}
\end{aligned}$$

В выражениях (9) - (14) использована следующая замена переменных:

$$\begin{aligned}
k_x = & \beta \cos \alpha, k_y = \beta \sin \alpha, k_z = \sqrt{k^2 - \beta^2}, k_{z_1} = \sqrt{k^2 \varepsilon_1(z) - \beta^2}, k_1 = \sqrt{k^2 \varepsilon_1(z)}, \psi = \int_0^d k_{z_1}(z) dz, \\
\psi' = & \int_0^d k_{z_1}(z) dz, m = k_{z_1}(d), s = k_{z_1}'(d), n = k^2 - k_x^2 - k_y^2, n_1 = k_1^2 - k_x^2 - k_y^2.
\end{aligned}$$

В выражениях (9) - (14)

$$\begin{aligned}
\Delta = & \varepsilon_1(d) ((jm^2 k^2 + k_z(d) m k_1^2 - (s k^2/2) e^{-j\psi} + e^{j\psi} (-jm^2 k^2 + k_z(d) m k_1^2 - (s k^2/2))) \times \\
& \times k_{z_1}'(0) e^{-jk_z d} ((jnm^2 + k_z(d) n_1 m - (s n/2) e^{-j\psi} + (-jnm^2 + k_z(d) n_1 m - (s n/2) e^{j\psi})). \tag{15}
\end{aligned}$$

$$\hat{E}_{x_0} = \iint_{\Pi} E_x(x', y', 0) \exp(-j(k_x x' + k_y y')) dx' dy', \tag{16}$$

$$\hat{E}_{y_0} = \iint_{\Pi} E_y(x', y', 0) \exp(-j(k_x x' + k_y y')) dx' dy', \tag{17}$$

где  $\Pi$  – область интегрирования по раскрытию волновода,  $x', y'$  – координаты, отсчитываемые в раскрытии изучаемого волновода.

Используя полученные выражения углового спектра плоских волн и применяя обратное преобразование Фурье, с учетом (16) и (17), запишем

$$E_x^{(1,2)} = \iint_{\Pi} F_{x_1}^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) E_x(x', y', 0) dx' dy' +$$

$$+\iint_{\Pi} F_{x_2}^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) E_y(x', y', 0) dx' dy'. \quad (18)$$

$$\begin{aligned} E_y^{(1,2)} = & \iint_{\Pi} F_{y_1}^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) E_x(x', y', 0) dx' dy' + \\ & + \iint_{\Pi} F_{y_2}^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) E_y(x', y', 0) dx' dy'. \end{aligned} \quad (19)$$

Функции  $F_x, F_y$  в этих выражениях определяются на основании уравнений (9) – (14). Из-за громоздкости получаемых выражений они здесь не приводятся.

Выражения (18), (19) для второй среды при известных функциях  $F_{x_1}^{(2)}, F_{x_2}^{(2)}, F_{y_1}^{(2)}, F_{y_2}^{(2)}$  определяют поле излучения через теплозащиту круглого волновода через касательные составляющие электрического поля в раскрыте волновода.

$$\begin{aligned} F_{x_1}^{(2)} = & \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \varphi_x^{(2)} \exp(-jk_z z) \exp[-j\beta[(x'-x)\cos a + (y'-y)\sin a]] \beta d\beta da, \\ F_{x_2}^{(2)} = & \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \varphi_y^{(2)} \exp(-jk_z z) \exp[-j\beta[(x'-x)\cos a + (y'-y)\sin a]] \beta d\beta da, \\ F_{y_1}^{(2)} = & \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \zeta_x^{(2)} \exp(-jk_z z) \exp[-j\beta[(x'-x)\cos a + (y'-y)\sin a]] \beta d\beta da, \\ F_{y_2}^{(2)} = & \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \zeta_y^{(2)} \exp(-jk_z z) \exp[-j\beta[(x'-x)\cos a + (y'-y)\sin a]] \beta d\beta da, \\ \varphi_x^{(2)} = & (-2j\varepsilon_1(0)\sqrt{k}k_z K_{z_1}(k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} - \beta^2)^{3/4} e^{j\psi} e^{-j\psi} ((k^2\gamma(\varepsilon_1(0)(-k^2 + k_x^2)e^{\gamma d} + k_y^2) \times \\ & \times \varepsilon_1(0)e^{\gamma z})/4 + K_{z_1}(-k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + \beta^2)((jk_x^2 - jk^2 - k_z(d))\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + jk_y^2))e^{-j\psi} \\ & - e^{j\psi}(-(k^2\gamma(\varepsilon_1(0)(-k^2 + k_x^2)e^{\gamma d} + k_y^2)\varepsilon_1(0)e^{\gamma z})/4 + K_{z_1}(-k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + \beta^2) \times \\ & *((jk_x^2 - jk^2 + k_z(d))\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + jk_y^2))/\Delta, \\ \varphi_y^{(2)}, \zeta_x^{(2)} = & (-2j\varepsilon_1(0)\sqrt{k}(\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} - 1)k_y k_z (k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} - \beta^2)^{3/4} K_{z_1} k_x e^{j\psi} \times \\ & ((j(k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma z}\gamma)/4 + (-k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + \beta^2)K_{z_1})e^{-j\psi} - \\ & - (-j(k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma z}\gamma)/4 + (-k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + \beta^2)K_{z_1})e^{j\psi})/\Delta, \\ \zeta_y^{(2)} = & (-2j\varepsilon_1(0)e^{\gamma j} K_{z_1} \sqrt{k}k_z e^{-j\psi} (k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} - \beta^2)^{3/4} (((k^2(\varepsilon_1(0)(-k^2 + k_y^2)e^{\gamma d} + k_x^2) \times \\ & \times \varepsilon_1(0)\gamma e^{\gamma z})/4 + K_{z_1}((jk_y^2 - jk^2 - k_z(d))\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + jk_x^2)(-k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + \beta^2))e^{-j\psi} - \\ & - e^{j\psi}(-(k^2(\varepsilon_1(0)(-k^2 + k_y^2)e^{\gamma d} + k_x^2)\varepsilon_1(0)\gamma e^{\gamma z})/4 + K_{z_1}(-k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma d} + \beta^2) \times \\ & \times (\varepsilon_1(0)(jk_y^2 - jk^2 + k_z(d))e^{\gamma d} + jk_x^2)))/\Delta. \end{aligned}$$

В выражениях  $K_{z_1} = \sqrt{k^2\varepsilon_1(0)e^{\gamma z} - k_x^2 - k_y^2}$ , а выражение для  $\Delta$  имеет вид

$$\begin{aligned} \Delta = & e^{-jk_z d} \varepsilon_1(0) e^{\gamma d} ((k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma z} \gamma)/4 + j(-k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma d} + \beta^2) K_{z_1}) e^{-j\psi} - (-k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma z} \gamma)/4 + \\ & + j(-k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma d} + \beta^2) K_{z_1}) e^{j\psi} \sqrt{-\beta^2 + k^2} + K_{z_1} (-k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma d} + \beta^2) k_z(d) (e^{-j\psi} + e^{j\psi}) \times \\ & \times (-e^{\gamma d} K_{z_1} \varepsilon_1(0) k_z(d) (e^{-j\psi} + e^{j\psi}) \sqrt{k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma d} - \beta^2} + ((k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma z} \gamma)/4 + (-k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma d} + \beta^2) \times \\ & \times j K_{z_1}) e^{-j\psi} - (-j(k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma z} \gamma)/4 + (-k^2 \varepsilon_1(0) e^{\gamma d} + \beta^2) K_{z_1}) e^{j\psi}). \end{aligned}$$

Рассмотрим некоторые наиболее характерные случаи изменения относительной диэлектрической проницаемости теплозащиты в направлении оси  $z$ . Из условий эксплуатации антенных окон следует, что наиболее вероятными зависимостями будут экспоненциальная и линейная. Для закона  $\varepsilon_1(z) = \varepsilon_1(0) \exp(\gamma z)$  получаем

$$k_{z_1}(z) = \sqrt{k^2 \varepsilon_1(0) \exp(\gamma z) - k_x^2 - k_y^2}.$$

Для линейного закона изменения диэлектрической проницаемости

$$k_{z_1}(Z) = \sqrt{k^2 \varepsilon_1(0)(1 + \alpha_z) - k_x^2 - k_y^2}.$$

Интеграл  $F$  можно рассматривать как сумму трех интегралов

$$F = \frac{1}{2\pi} \int_l \dots d\beta + U(C_b) \int_{l_b} \dots d\beta + U(C_p) \int_{l_p} \dots d\beta, \quad (20)$$

$U(C_{b,p})$  — единичная функция Хевисайда, равная единице при положительных  $C_b$ , и  $C_p$  и нулю — при отрицательных,  $C_b, C_p$  — величины, определяемые координатами точек ветвления и полюсов.

Первый интеграл выражения (20) по контуру  $l$  вычисляется методом перевала и определяет поле излучения.

Второй интеграл вычисляется по контуру  $l_b$ , который охватывает разрезом точки ветвления, которые проводятся так, чтобы подинтегральная функция была однозначной. В результате получаем выражения поля боковой волны. Из анализа выражения  $F_x^{(2)}$  следует, что существуют точки ветвления с координатами  $\beta_1 = \arccos \sqrt{\varepsilon_1(0)}$ ,  $\beta_2 = \arccos \sqrt{\varepsilon_1(0) \exp(\gamma d)}$  для экспоненциального закона изменения диэлектрической проницаемости по толщине теплозащиты и  $\beta_2 = \arccos \sqrt{\varepsilon_1(0)(1 + \alpha d)}$ . Интеграл  $F_x^{(2)}$  по берегам разреза имеет вид

$$F_x^{(2)} = \int_M^n Q_1^{(2)}(\beta) d\beta + \int_N^M Q_2^{(2)}(\beta) d\beta,$$

где  $Q_1^{(2)}(\beta)$  и  $Q_2^{(2)}(\beta)$  подинтегральные выражения  $F_x^{(2)}$  для экспоненциального закона изменения  $\varepsilon_1$ , отличающиеся знаками перед  $\sqrt{\varepsilon_1(0) \exp(\gamma d) - \cos^2 \beta}$ ,  $M = \pi/2 + j\infty$ ,  $N = \arccos \sqrt{\varepsilon_1(0) \exp(\gamma d)}$ . Для линейного закона изменения  $\varepsilon_1$  изменяются знаки перед  $\sqrt{\varepsilon_1(0)(1 + \alpha d) - \cos^2 \beta}$  и пределы интегрирования,  $N = \arccos \sqrt{\varepsilon_1(0)(1 + \alpha d)}$ .

Расчет показывает, что боковая волна, определяемая  $\beta_1$  может давать вклад в поле излучения при достаточно больших потерях в теплозащите ( $\operatorname{tg}\delta > 0.5$ ). Такой же результат получаем для точки ветвления  $\beta_2$ . Как результат получаем, что в первом приближении поле излучения боковой волны равно нулю.

Третий интеграл находится по теореме Коши из расположения полюсов подинтегральной функции и определяет поверхностные и вытекающие волны.

Вклад боковых, поверхностных и вытекающих волн в поле излучения как показывают расчеты и практика ничтожна мал. Поэтому выражения, описывающие эти волны, здесь не приводятся.

Используя метод перевала для первого интеграла (20), получим

$$F_{x_1 \text{неп}}^{(2)} = \frac{jk \exp(jkr)}{2\pi r^2} z \varphi_x^{(2)} \Big|_{\substack{k_x=k_x' \\ k_y=k_y'}}, \quad (21)$$

$$F_{x_2 \text{неп}}^{(2)} = \frac{jk \exp(jkr)}{2\pi r^2} z \varphi_y^{(2)} \Big|_{\substack{k_x=k_x' \\ k_y=k_y'}}, \quad (22)$$

$$F_{y_1 \text{неп}}^{(2)} = \frac{jk \exp(jkr)}{2\pi r^2} z \zeta_x^{(2)} \Big|_{\substack{k_x=k_x' \\ k_y=k_y'}}, \quad (23)$$

$$F_{y_2 \text{неп}}^{(2)} = \frac{jk \exp(jkr)}{2\pi r^2} z \zeta_y^{(2)} \Big|_{\substack{k_x=k_x' \\ k_y=k_y'}}. \quad (24)$$

В выражениях (21) – (24)

$$\vec{k} = \frac{\vec{k}_x}{r}, \vec{k} = \frac{\vec{k}_y}{r}, r = \sqrt{(x'-x)^2 + (y'-y)^2 + z^2}.$$

После подстановки выражений (21) – (24) в (18) и (19) получим поле излучения в перевальном приближении.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученное выражение описывает поле излучения круглого волновода, защищенного неоднородным слоем теплозащиты. Для численного расчета необходимо знать закон изменения диэлектрической проницаемости по толщине теплозащиты, её толщину, размеры излучающего волновода, длину волны на которой производятся исследования.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Михайлов В. Ф., Победоносцев К.А., Брагин И.В. Прогнозирование эксплуатационных характеристик антенн с теплозащитой. СПб.: Судостроение. 1994. – 300 с.
2. Михайлов В. Ф. Характеристики излучения круглого волновода через плоскую однородную теплозащиту. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2019, №1. – С. 12-19.

3. Mikhailov V. F. Characteristics of radiation of a round waveguides through a flat homogeneous heat shield. Propagation and Wave-guides in Photonics and Microwave Engineering. London, United kingdom. 2020. – Pp. 167-173
4. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. М.: Изд-во АН СССР, 1957. – 215 с.
5. Альперт Я.А Распространение радиоволн. М.: Наука, 1972. – 564 с.
6. Альперт Я. А. Распространение радиоволн в ионосфере. М.: Изд-во АН СССР. 1960. – 480 с.
7. Rudbech O. Reflection of Electromagnetic Waves from a Parabolic Iomide daer/ Philosophical Magazine, 1943. Vol. 34, № 234. – Pp. 67-74
8. Виноградов М. В. Руденко С. В., Сухоруков А.П. Теория волн. М.: Наука, 1979. – 383 с.

#### REFERENCES

1. Mikhailov V.F., Pobedonostsev K.A., Bragin I.V. Predicting the performance of heat-shielded antennas. SPb .: Shipbuilding. 1994 .- 300 p.
2. Mikhailov VF Characteristics of radiation of a round waveguide through a flat homogeneous thermal protection. // Electromagnetic waves and electronic systems. 2019, no.1. - S. 12-19.
3. Mikhailov V. F. Characteristics of radiation of a round waveguides through a flat homogeneous heat shield. Propagation and Wave-guides in Photonics and Microwave Engineering. London, United kingdom. 2020. - Pp. 167-173
4. Brekhovskikh LM Waves in layered media. Moscow: Publishing house of the Academy of Sciences of the USSR, 1957 .- 215 p.
5. Alpert Ya. A. Propagation of radio waves. Moscow: Nauka, 1972 .- 564 p.
6. Alpert Ya. A. Propagation of radio waves in the ionosphere. M .: Publishing house of the Academy of Sciences of the USSR. 1960 .- 480 p.
7. Rudbech O. Reflection of Electromagnetic Waves from a Parabolic Iomide daer / Philosophical Magazine, 1943. Vol. 34, no. 234. - Pp. 67-74
8. Vinogradov M. V. Rudenko S. V., Sukhorukov A. P. Wave theory. Moscow: Nauka, 1979 .- 383 p.

## ИЗМЕРЕНИЕ АПЕРТУРНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ АНТЕНН В ЗОНЕ БЛИЖНЕГО ИЗЛУЧЕННОГО ПОЛЯ

Ю. Е. Седельников<sup>1</sup>, Т. Р. Шагвалиев<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Казанский национальный исследовательский

Технический университет им. А. Н. Туполева - КАИ (КНИТУ-КАИ), г. Казань, Россия

**Аннотация.** В статье рассмотрены вопросы измерения характеристик антенн в зоне ближнего излученного поля. Это актуально в том числе для антенных решеток, активных фазированных антенных решеток (АФАР), многолучевых антенн и др. Предложенный метод является эффективным методом диагностики антенн и их характеристик.

**Ключевые слова:** антenna; антенная решетка; ближняя зона излучения; метод восстановления;

## MEASUREMENT OF ANTENNA APERTURE CHARACTERISTICS IN THE NEAR RADIATED FIELD AREA

Yu. E. Sedelnikov<sup>1</sup>, T. R. Shagvaliev<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Kazan national research technical university named after A.N. Tupolev - KAI (KNRTU-KAI), Kazan, Russia

**Abstract.** The article discusses the issues of measuring the characteristics of the antenna in the near-field radiated field. This is relevant including for antenna arrays, active phased antenna arrays (AFAR), multi-beam antennas, etc. The proposed method is an effective method for diagnosing antennas and their characteristics.

**Keywords:** antenna; antenna array; near radiation zone; recovery method;

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Вопросы диагностики антенн становятся всё более актуальными в связи с использованием в современных комплексах спутниковой связи, а также в комплексах военного назначения адаптивных фазированных антенных решеток (АФАР), цифровых антенных решеток (ЦАР) и гибридно-зеркальных антенн(рис.1).



Рис. 1 Современные антенные комплексы

В ряде случаев наиболее целесообразно основываться на измерении их характеристик в ближней зоне излученного поля [1].

## 2. РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Процесс измерений восстановления можно представить следующим образом:

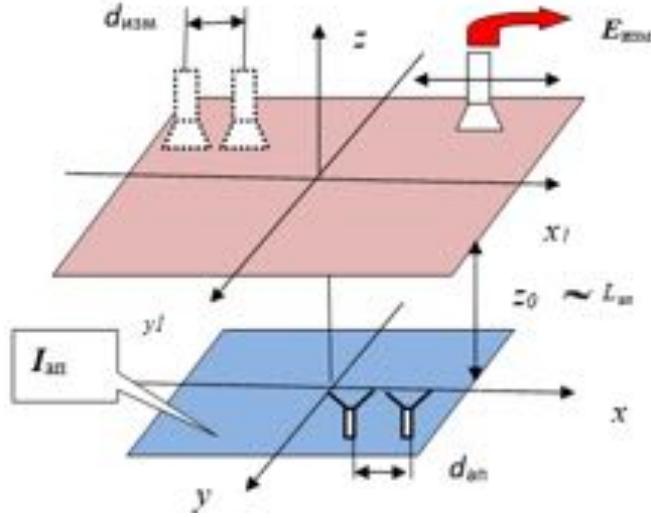


Рис. 2 Схема измерения

Все измерения осуществляются с использованием штатных измерительных средств, которые свою эффективность не только для нахождения диаграмм направленности антенн, но и контроля апертурных распределений.

Известны два основных подхода к нахождению апертурного распределения  $|I_{\text{ап}}\rangle$  по результатам измерений [2-4]. Метод восстановления обычно реализуется как:

$$|I_{\text{ап}}\rangle = [A_t^* A + T]^{-1} [A_t^*] |E_{\text{изм}}\rangle \quad (1)$$

где  $|E_{\text{изм}}\rangle$  - измеренные значения,  $A$  - прямоугольная матрица  $N \times M$ , связывающая значения токов в апертуре и ЭМП в области измерений:  $|E_{\text{изм}}\rangle = [A] \cdot |I_{\text{ап}}\rangle$ ,  $[A_t^*]$  - матрица транспонированная и сопряженная  $[A]$ ,  $[T]$  - регуляризирующая «добавка».

Метод фокусировки можно интерпретировать как:

$$|I_{\text{ап}}\rangle = [A_t^*] |E_{\text{изм}}\rangle \quad (2)$$

Стоит отметить, что метод фокусировки показывает приемлемые результаты только для решеток с большим шагом [5-6]. В свою очередь, метод восстановления превосходит по своей точности метод фокусировки, однако он обладает рядом недостатков [7]. Так, например, метод восстановления требует более строгий выбор параметров измерения, модели измерения и большого объема вычислений.

Эти обстоятельства ставят актуальными вопросы разработки и совершенствования методов и средств диагностики антенн в ближней зоне.

Задача нахождения апертурного распределения в антенной решетке обладает определенной спецификой, позволяющей упростить процесс измерения и обработки его результатов. Во-первых, в этих случаях точно известны координаты излучателей, что позволяет надеяться на снижение размерности матриц при восстановлении АФР. Во-вторых, для антенных решеток модель решетки (т.е. элементы  $[A]$ ) могут быть заранее определены путем электродинамического моделирования соответствующего излучателя

и, следовательно, заданы с высокой точностью. В-третьих, из физических соображений следует, что число измеренных данных может быть равным числу излучателей  $M = N$ .

Алгоритм восстановления состоит в решении системы линейных уравнений размерностью числа элементов решетки.

$$|I_{\text{ап}}\rangle = [A]^{-1} |E_{\text{изм}}\rangle \quad (3)$$

Предпосылкой к успеху в данном случае является то, что из физических соображений условия линейной независимости строк матрицы  $[A]$  для случая измерений в зоне ближнего излученного поля при измерениях в зоне ближнего излученного поля практически выполняются. Степень их выполнения определяет критичность решения (3) по отношению к погрешностям оператора задачи  $\Delta A$  и погрешности измерений  $\Delta E_{\text{изм}}$ .

Возможность использование этого подхода иллюстрирует пример, приведенный ниже. Рассматривается модель решетки, состоящей из 49 ненаправленных излучателей с шагом  $d_{\text{ап}} = 0.71\lambda$  равномерным синфазным АФР во всех элементах кроме двух «дефектных». Амплитуда возбуждения элемента  $I_{\text{ап}, 2,6} = 0.5$ , элемента  $I_{\text{ап}, 1,5} = e^{-\frac{\pi}{2}}$ . Измерения проводятся с шагом  $d_{\text{изм}} = 0.71\lambda$  на расстоянии  $z_0\lambda = 2$ . Восстановленные значения  $|E_{\text{изм}}|$  показаны на Рис.3

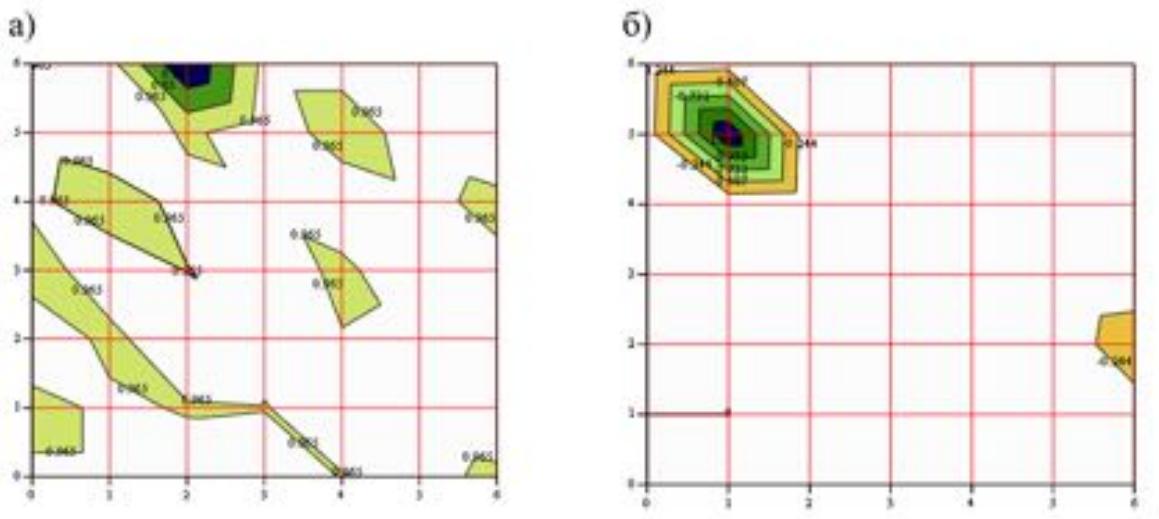


Рис. 3 Метод измерения

Качество восстановления может быть дополнительно повышенено путем рационального выбора параметров области измерения - расстояния  $z_0$  и расположения точек, в которых производится измерения. Рис. 3 служит иллюстрацией.

Для наглядности значения модулей и фаз показаны в виде линейной развертки с координатами:

Таблица 1. Координаты

Номер $n$	$0 \dots N$	$N+1 \dots 2N$	$\dots N^2-1$
Координаты $d$	$(0 \dots N, 0)$	$(0 \dots N, 1)$	$\dots (0 \dots N, N)$

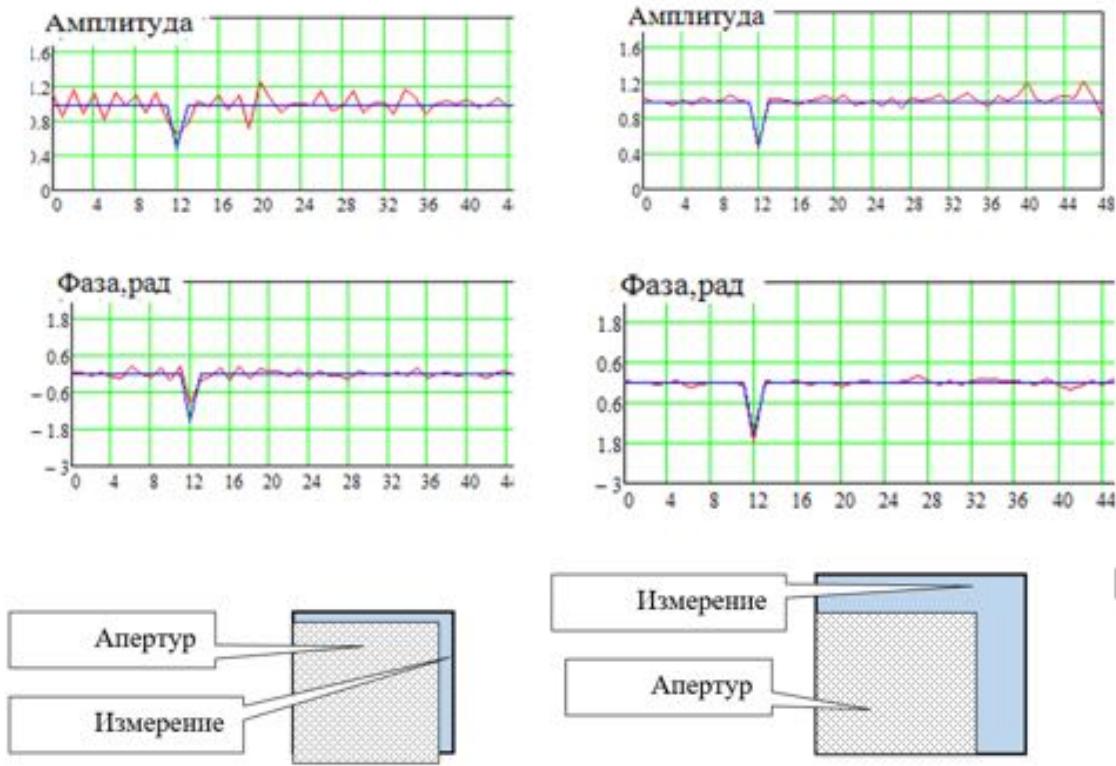


Рис. 4 Метод измерения

Приведенные иллюстрации показывают возможность восстановления исходного АФР при умеренных требованиях к погрешности исходных данных.

Для практического использования необходимо определить условия, при которых возможно восстановление исходного АФР с приемлемой точностью. В рамках исследования критерии оценки были - среднеквадратичный или равномерный (по форме)

$$Q(|x\rangle) = \min_y \|I_{восст} - yI_{исх}\|^2 \quad (4)$$

$$Q(|x\rangle) = \min_y \max_{\theta, \varphi} |I_{восст} - yI_{исх}| \quad (5)$$

Для численных оценок принято использовать значения погрешностей измерений соответственно существующим образцам векторных анализаторов СВЧ цепей, существующей штатной аппаратуры и погрешностям прямого оператора.

При этом погрешность фазы принимается равной  $3^\circ$ , погрешности модели и измерения 0.3 дБ.

Моделирование проводилось для исследования зависимости качества восстановления от влияния различных параметров измерения, таких как фокусное расстояние, шаг антенной, шаг измерения и погрешностей.

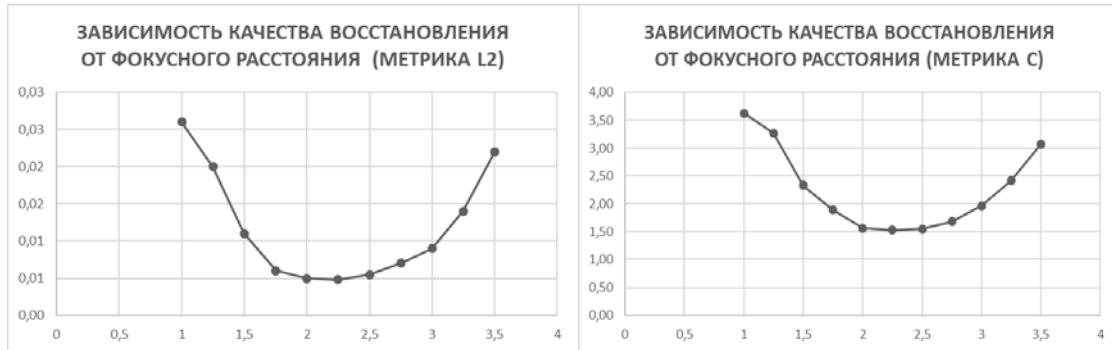


Рис. 5 Зависимость качества восстановления от фокусного расстояния

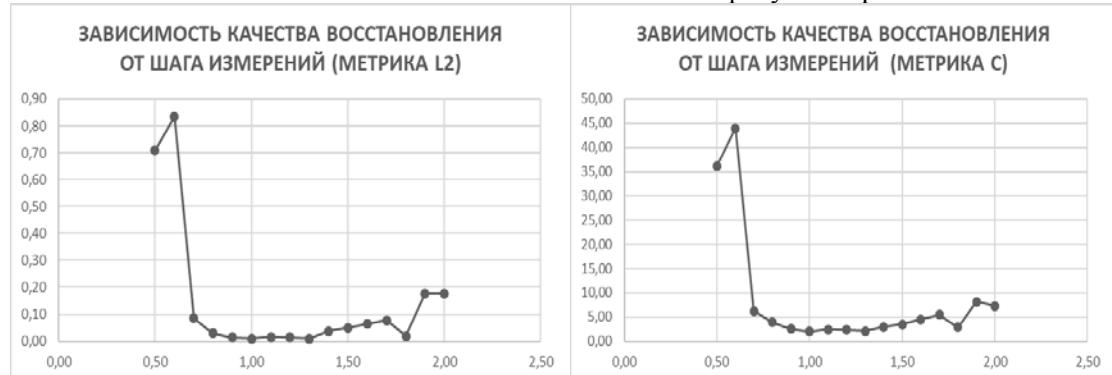


Рис. 6 Зависимость качества восстановления от шага измерений

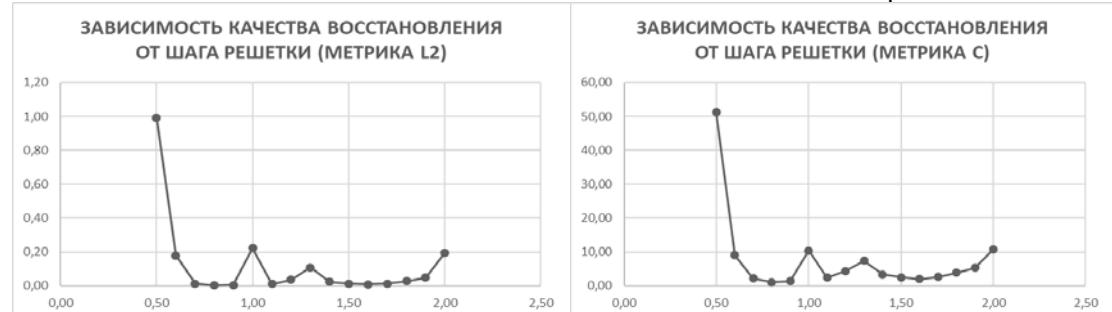


Рис. 7 Зависимость качества восстановления от шага решетки

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный подход может служить эффективным инструментом диагностики антенных систем на этапах их разработки и тестирования.

Исходя из проведенного моделирования можно сделать следующие выводы:

1. Фокусное расстояние должно находиться в интервале  $z = 1.75 \dots 3\lambda$
2. Шаг измерений  $d_m = 0.7 \dots 1.8\lambda$  должен лежать в интервале при шаге антенной решетки  $d_a = 0.71\lambda$ .
3. Шаг антенной решетки  $d_a = 0.6 \dots 1.9\lambda$  должен лежать в интервале при шаге измерений  $d_m = 1\lambda$ .
4. При значениях шага решетки или шага измерений  $d_a, d_m \geq 1\lambda$  при их равных значениях, качество восстановления ухудшается. Таким образом,  $d_a \neq d_m$  при  $d_a, d_m \geq 1\lambda$ .
5. Наилучшие результаты получаются при значениях  $d_m = 1\lambda, d_a = 0.71\lambda$ .

Описанный подход оставляет возможности для улучшения данного метода.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов А. Б. Методы приема и обработки сигнала на фоне белого шума. // Журнал, 2001, Т. 21, № 7. - С. 29-47.
2. Иванов А. Б., Петров Б. В. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Радио, 1986. - 264 с.
3. Иванов А. Б., Петров Б. В., Попов И. И. Способ обработки негармонического сигнала. RU 24\*\*615 C2, заявл. 15.02.2001, опубл. 20.05.2002.
4. Данилов И.Ю., Романов А.Г., Лаврушев В.Н., Седельников Ю.Е., Чони Ю.И. Новые технологии контроля спутниковых антенн аппаратуры космической связи на этапах разработки и испытаний Электросвязь №4 2017 Стр 18-24
5. Борисов С. Ю. Разработка методов, алгоритмов и устройств для определения амплитудно-фазовых распределений, и внешних характеристик антенн в амплифазометрическом методе антенных измерений. – Дисс.на соиск.уч. степ. канд. техн. наук, Москва, МЭИ 1992.
6. Коротков В. С. Исследование и разработка методов реконструкции тока по измеренному полю излучающих систем Дисс.на соиск.уч. степ. канд. техн. наук. Горький, 1984 г.
7. Данилов И. Ю., Седельников Ю. Е. Диагностика апертурных распределений антенн путем измерений в зоне ближнего излученного поля //Журнал радиоэлектроники. – 2016. – №. 1. – С. 12-12.
8. Данилов И. Ю. Разработка методов и средств контроля элементов антенных систем перспективных космических аппаратов: Дисс.на соиск.уч. степ. канд. техн. наук – Казан. нац. исслед. техн. ун-т, 2016.
9. Седельников Ю. Е., Шагвалиев Т. Р. Метод фокусировки при измерении амплитудно-фазового распределения в ближней зоне излучения //Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2020. – №. 1. – С. 30-36.

### REFERENCES

1. Ivanov A. B. Metody priema i obrabotki signalov na fone belogo shuma. // Zhurnal, 2001, T. 21, № 7. - S. 29-47.
2. Ivanov A. B., Petrov B. V. Ocenka parametrov signalov na fone pomekh. M.: Radio, 1986. - 264 s.
3. Ivanov A. B., Petrov B. V., Popov I. I. Sposob obrabotki negarmonicheskogo signala. RU 24\*\*615 C2, zayav. 15.02.2001, opubl. 20.05.2002.
4. Danilov I.Yu., Romanov A.G., Lavrushev V.N., Sedel'nikov Yu.E., Choni Yu.I. Novye tekhnologii kontrolya sputnikovyh antenn apparatury kosmicheskoy svyazi na etapah razrabotki i ispytanij Elektrosvyaz' №4 2017 Str 18-24
5. Borisov S. Yu. Razrabotka metodov, algoritmov i ustrojstv dlya opredeleniya amplitudno-fazovyh raspredelenij, i vnesnih harakteristik antenn v amplifazometricheskom metode antennyh izmerenij. – Diss. na soisk.uch. step. kand. tekhn. nauk, Moskva, MEI 1992.
6. Korotkov V. S. Issledovanie i razrabotka metodov rekonstrukcii toka po izmerennomu polyu izluchayushchih sistem Diss. na soisk.uch. step. kand. tekhn. nauk. Gor'kij, 1984 g.
7. Danilov I. Yu., Sedel'nikov Yu. E. Diagnostika aperturnyh raspredelenij antenn putem izmerenij v zone blizhnego izluchennogo polya //Zhurnal radioelektroniki. – 2016. – №. 1. – S. 12-12.
8. Danilov I. Yu. Razrabotka metodov i sredstv kontrolja elementov antennyh sistem perspektivnyh kosmicheskikh apparatov: Diss. na soisk.uch. step. kand. tekhn. nauk – Kazan. nac. issled. tekhn. un-t, 2016.
9. Sedel'nikov Yu. E., Shagvaliev T. R. Metod fokusirovki pri izmerenii amplitudno-fazovogo raspredeleniya v blizhnej zone izlucheniya //Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikacionnye sistemy. – 2020. – №. 1. – S. 30-36.

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА В РОЛИ ВОЛНОВОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

Е. А. Ищенко<sup>1</sup>, Ю. Г. Пастернак<sup>1</sup>, В. А. Пендюрин<sup>1</sup>, С. М. Фёдоров<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** в работе рассматривается активный метаматериал, который применяется в качестве волноводного фазовращателя. Благодаря особенностям предлагаемой конструкции управление характеристиками метаматериала происходит на основе выполнения коммутаций радиокомпонентов, при этом не происходит изменения геометрических характеристик устройства и не требуется механического воздействия на структуру. Показано, что на основе метаматериала возможно формирование отражательного и проходного фазовращателя, что позволяет унифицировать конструкцию, которая обладает широким диапазоном рабочих частот, высокой эффективностью и скоростью работы. В работе приведены графики фаз S-параметров, картин элекромагнитного поля, которые показывают эффективность функционирования предложенной конструкции.

**Ключевые слова:** метаматериал; волноводный фазовращатель; S-параметры.

## USE OF ACTIVE METAMATERIAL FOR WAVEGUIDE PHASE SHIFTER

E. A. Ishchenko<sup>1</sup>, Yu. G. Pasternak<sup>1</sup>, V. A. Penduyrin<sup>1</sup>, S. M. Fedorov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The work considers an active metamaterial, which is used as a waveguide phase shifter. Due to the peculiarities of the proposed design, the control of the characteristics of the metamaterial is based on the implementation of the commutation of the radio components, while the geometric characteristics of the device do not change and no mechanical action on the structure is required. It is shown that, on the basis of the metamaterial, it is possible to form a reflective and pass-through phase shifter, which makes it possible to unify the design, which has a wide range of operating frequencies, high efficiency and speed of operation. The work presents graphs of the phases of the S-parameters, pictures of the electromagnetic field, which show the efficiency of the proposed design.

**Keywords:** metamaterial; waveguide phase shifter; S-parameters.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Волноводные фазовращатели являются важными компонентами СВЧ систем, так как позволяют обеспечить управление фазой протекающей электромагнитной волны. Благодаря управлению фазой электромагнитной волны возможно формирование антенных систем с управлением характеристиками диаграмм направленности. Существует несколько видов волноводных фазовращателей – отражательные и проходные. Для управления фазами в большинстве современных устройств требуется механическое воздействие на характеристики структуры. Так, например, в работах [1-4] предлагаются волноводные фазовращатели, которые интегрированы в структуру волновода, однако они не позволяют обеспечить широкого управление фазой электромагнитной волны.

В данной работе предлагается конструкция метаматериала, который работает на основе коммутаций слоев, при этом возможно формирование как отражательного, так и проходного фазовращателя. Использование коммутаций слоев позволяет повысить скорость работы устройства и обеспечить высокую эффективность работы устройства.

## 2. КОНСТРУКЦИЯ МЕТАМАТЕРИАЛА

Рассмотренный в данной работе метаматериал представляет собой периодическую структуру, которая интегрируется в волновод WR229 с размерами 58,166x29,083 мм. Вид метаматериала приведен на рисунке 1.

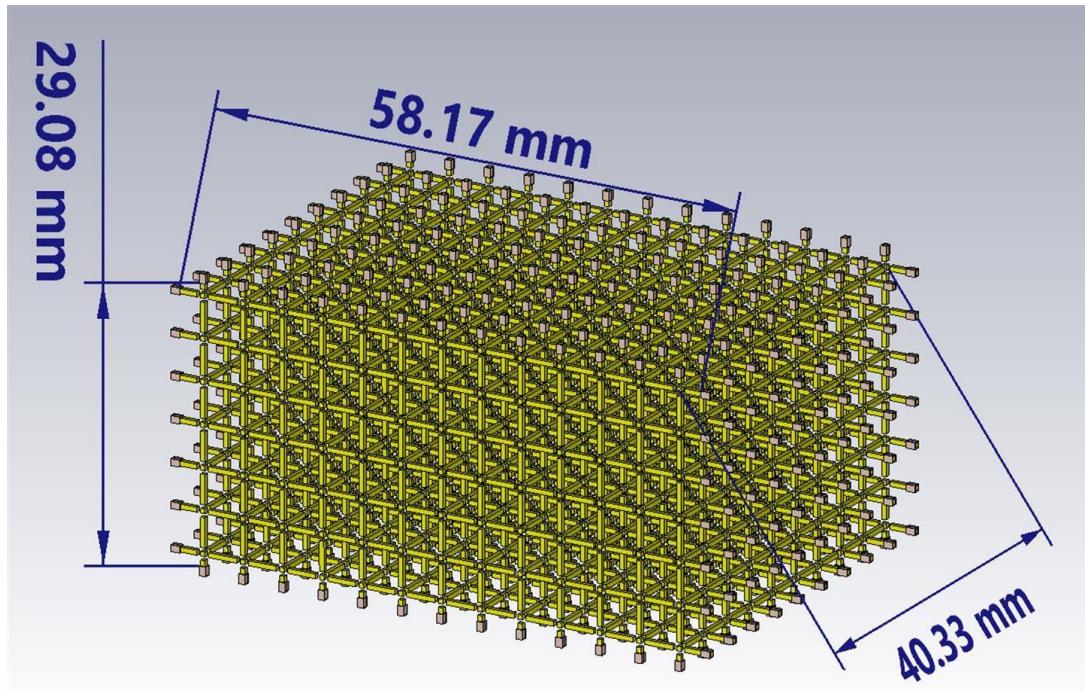


Рис. 1. Конструкция метаматериала

Такие размеры конструкции позволяют сформировать десятислойную структуру метаматериала, которая позволяет осуществить управление фазой протекающей электромагнитной волны. Единичная ячейка структуры представляет собой кубическую структуру, которая формируется из центральных узлов и плеч, которые имеют длину 1/16 или 1/8 длины волны. В центр узлов помещаются активные устройства коммутации (pin-диоды или МЭМС-коммутаторы). В данном случае размер плеча был выбран 1/8 длины волны и составил 3,125 мм (3 ГГц), что позволяет обеспечить работу в диапазоне работ частот волновода WR229: 3,3-4,9 ГГц. Ячейка структуры приведена на рисунке 2.

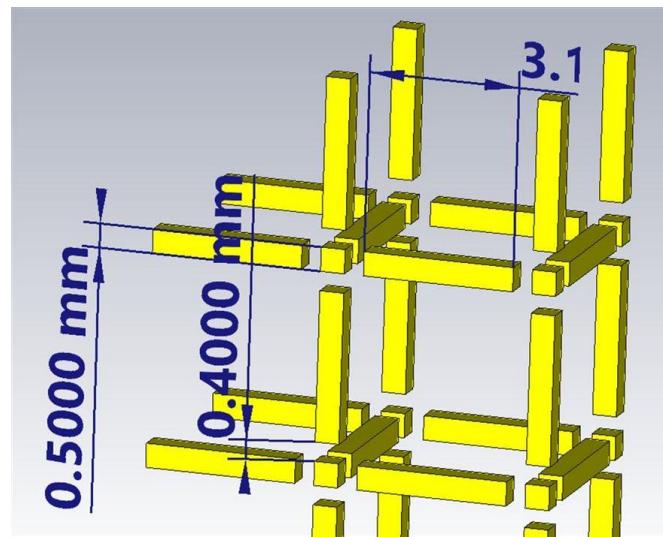


Рис. 2. Единичная ячейка метаматериала

Применение предложенной конструкции метаматериала позволяет сформировать оба вида фазовращателей – отражательные и проходные. При формировании отражательных фазовращателей требуется выполнить коммутацию полного слоя структуры, при этом обеспечивается отражение проходящей, а глубина коммутируемого слоя позволяет определить фазовый сдвиг. При формировании проходного фазовращателя выполняется частичная коммутация слоев, что позволяет произвести смещение волны, которая огибает метаматериал, чем и формируется смещение фазы. При этом, когда коммутации отсутствуют метаматериал, оказывает минимальное влияние и сопротивление проходящей волне. Особенностью предлагаемой конструкции является то, что управление фазой происходит путем электрических коммутаций, а не механического воздействия на структуру, что повышает надежность и быстродействие устройства. Рассмотрим режимы работы предложенной конструкции.

### **3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТАМАТЕРИАЛА В КАЧЕСТВЕ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ**

В процессе выполнения исследования производилась коммутация узлов с использованием p-i-n-диодов, которые запускаются путем подачи напряжения на линии метаматериала, что приводит к коммутации слоя метаматериала, таким образом происходит измерение фазы электромагнитной волны. На рисунке 3 приводятся картины Е-поля при коммутации различных слоев фазовращателя. Как видно по картинам электромагнитных волн происходит формирование отраженной волны, что приводит к управлению фазой волны.

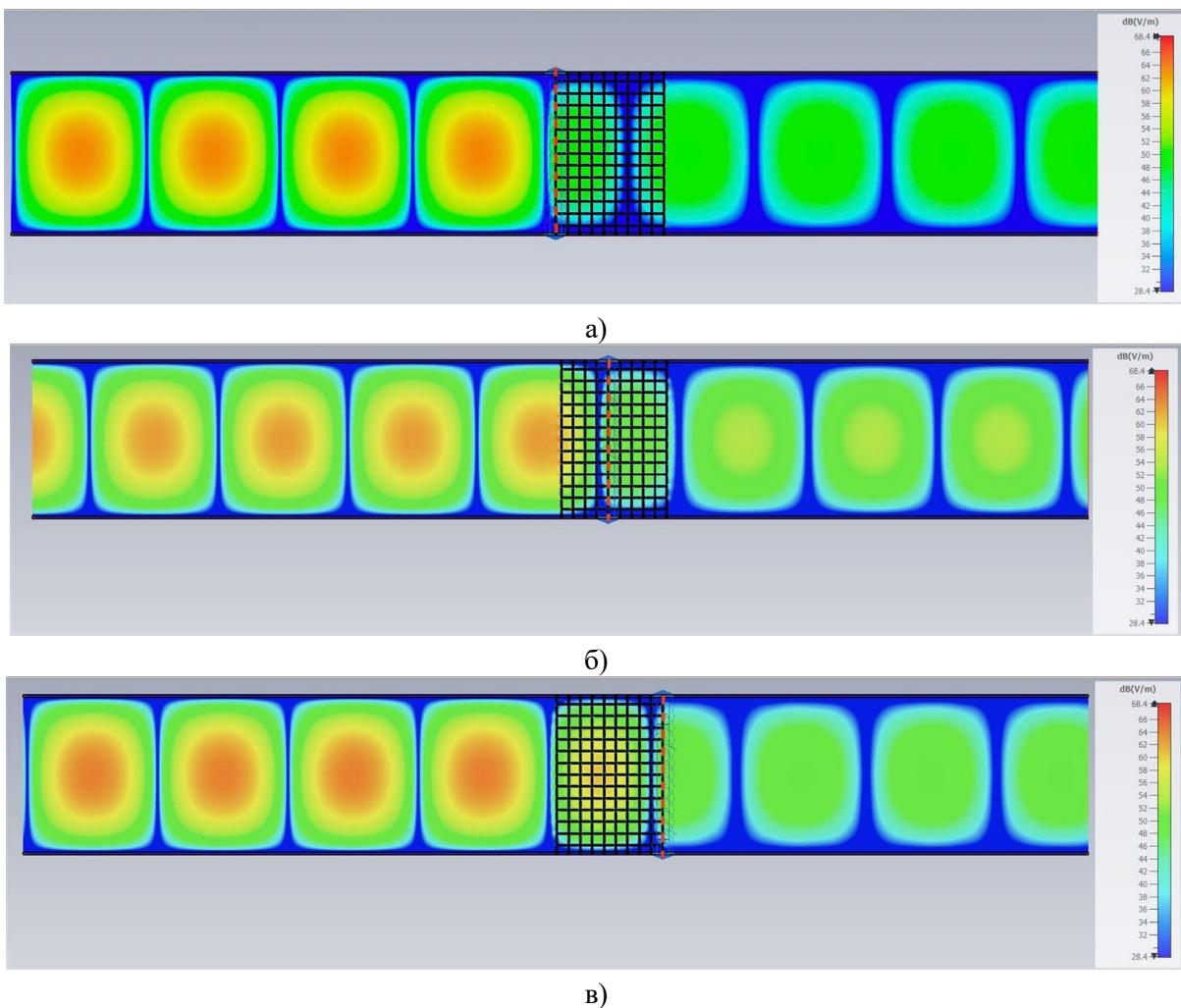


Рис. 3. Картина проходящей электромагнитной волны через метаматериал при коммутациях первой, пятой, десятой линий

Для анализа фаз отраженной волны воспользуемся графиком фаз  $S_{11}$  параметров волноводного отражательного фазовращателя, которые приведены на рисунке 4.

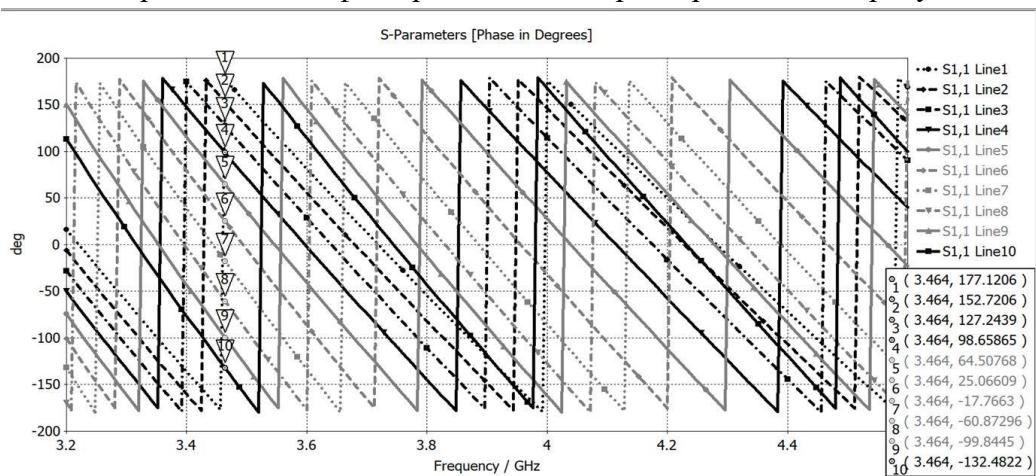


Рис. 4. Фазы  $S_{11}$  параметров волновода с активным фазовращателем на основе оптоуправляемого метаматериала

Для удобства анализа значений смещения фаз воспользуемся таблицей 1, в которой приводится значение фаз и их смещения для частоты 3,464 ГГц, при этом значения разности фаз на частотах от 3,3 до 4,6 остается практически постоянным, так изменение не превышает 2 градусов.

Таблица 1. Значения фаз  $S_{11}$  отраженной электромагнитной волны на частоте 3,464 ГГц

Слой коммутации	Фаза $S_{11}$ , °	Изменение фазы, °
1	177,12	0
2	152,72	24,4
3	127,24	25,48
4	98,66	28,58
5	64,51	34,15
6	25,07	39,44
7	-17,77	42,84
8	-60,87	43,1
9	-99,84	38,97
10	-132,48	32,64

Как видно по полученным значениям удается достичь управления фазой электромагнитной волны в широком диапазоне частот, при этом при установке дополнительных слоев возможно формирование дополнительных значений фаз отраженных электромагнитных волн. Благодаря таким характеристикам предложенной конструкции метаматериала и возможности формирования отражательного фазовращателя, возможно формирование активного рефлектора для антенн. Произведем анализ проходного волноводного фазовращателя на основе метаматериала.

#### 4. ФОРМИРОВАНИЕ ПРОХОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА

При функционировании метаматериала в проходном режиме выполняется частичная коммутация слоев метаматериала, что позволяет вызвать смещение протекающей электромагнитной волны. В таком случае для снижения потерь рекомендуется производить сглаживание коммутируемых слоев. Для примера рассмотрим виды коммутаций, приведенные на рисунке 5.

Как видно по приведенным картинам особенностью предлагаемой структуры является то, что возможна частичная коммутация слоев, а следовательно, и управление фазой протекающей волны. Картинны протекающих электромагнитных волн на частоте 3 ГГц приведены на рисунке 6.

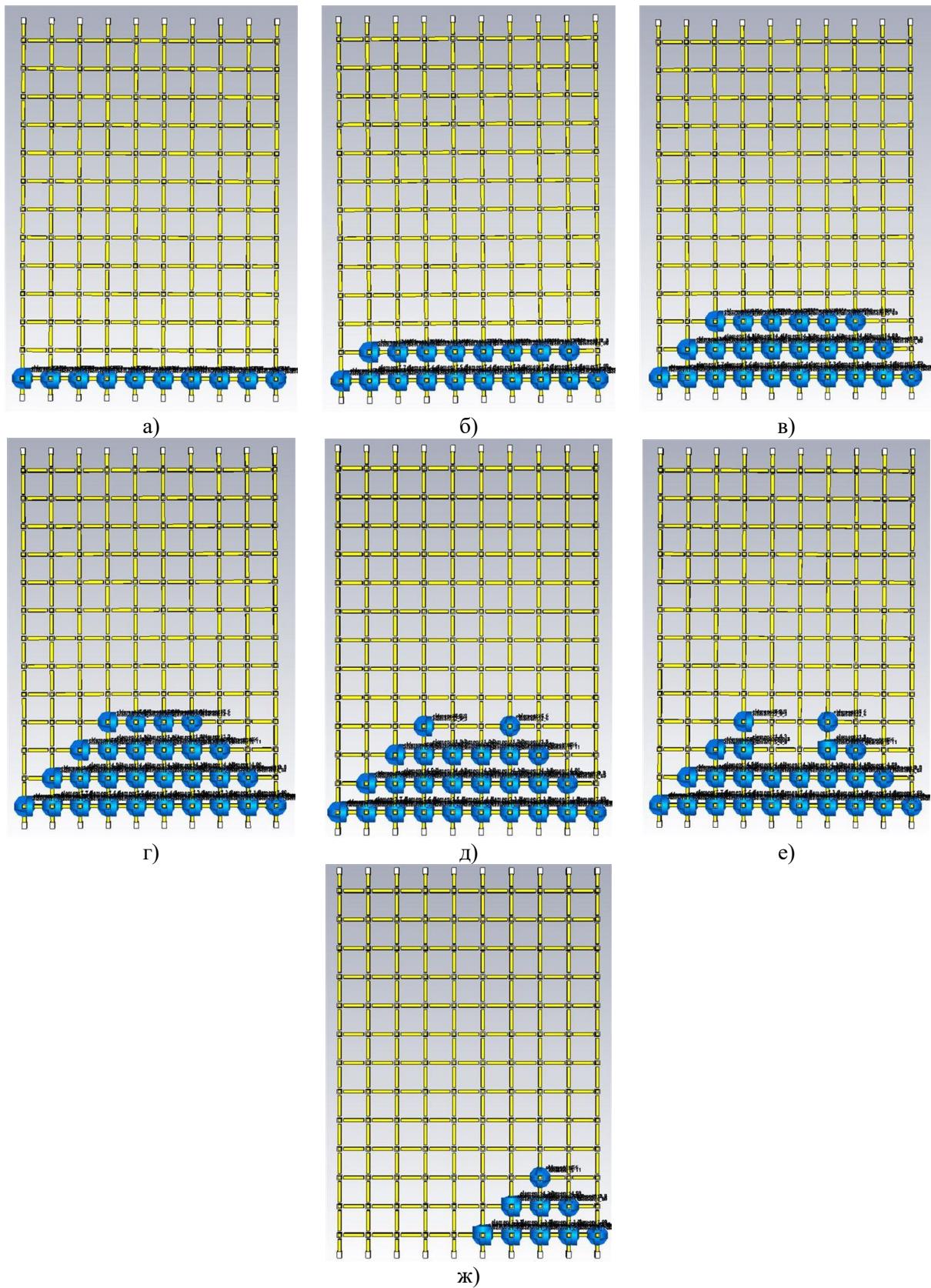


Рис. 5. Виды коммутаций для проходного фазовращателя (вид сверху)

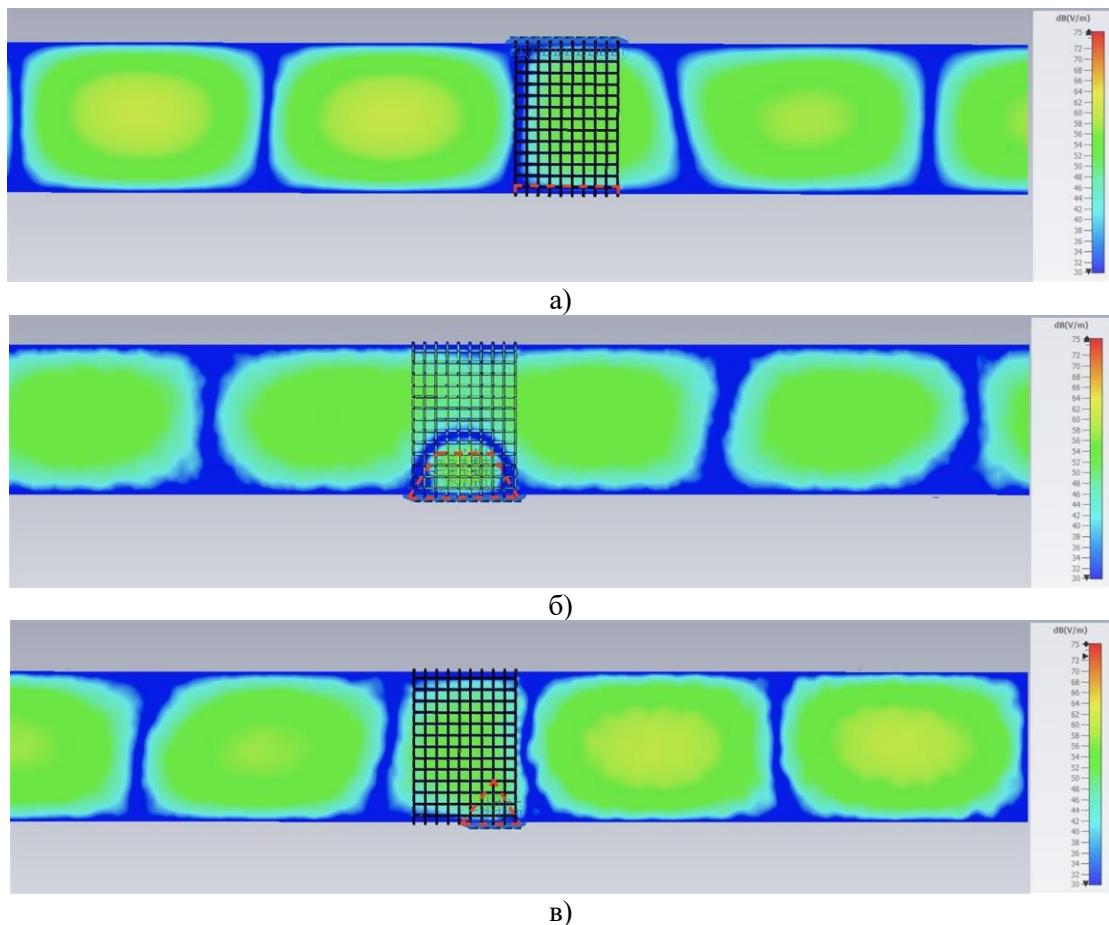


Рис. 6. Картинки электромагнитных волн на частоте 3 ГГц для: а) коммутация одного слоя – рис. 5а; б) коммутация четырех слоев – рис. 5г; в) коммутация малой части слоев – рис. 5ж

Как видно, при выполнении коммутаций изменяются характеристики протекания электромагнитных волн, при этом коммутация четырех слоев является максимальной, так как при ее выполнении происходит сужение волновода, а это оказывается на рабочем диапазоне частот волновода. Рассмотрим фазы  $S_{21}$  параметров волновода для всех случаев коммутации (рисунок 7), которые приводятся на рисунке 5, нумерация слоев коммутации соответствует их порядку на рисунке.

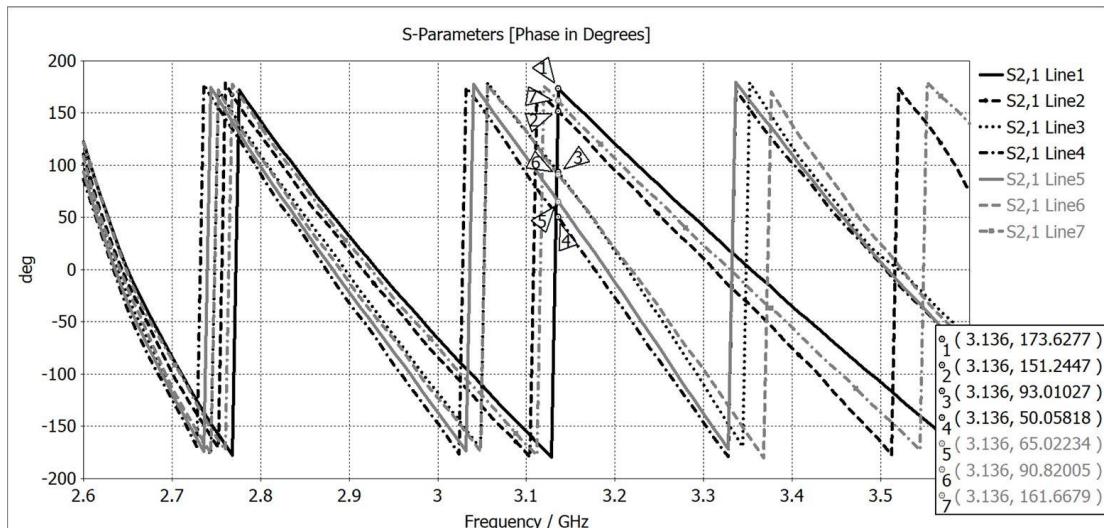


Рис. 7. Фазы  $S_{21}$  параметров проходного фазовращателя

Как видно, по полученным результатам удается достичь управления фазой проходящей волны, для анализа воспользуемся таблицей 2, в которой приводятся фазы для частоты 3,136 ГГц.

Таблица 2. Значения фаз  $S_{21}$  отраженной электромагнитной волны на частоте 3,136 ГГц

Слой коммутации	Фаза $S_{11}$ , °	Изменение фазы, °
1	173,63	0
2	151,24	22,39
3	93,01	80,62
4	50,06	123,57
5	65,02	108,61
6	90,82	82,81
7	161,67	11,96

Как видно по полученным результатам, метаматериал позволяет осуществить управление фазой электромагнитной волны в проходном режиме в широком диапазоне, при этом помимо рассмотренных видов коммутаций слоев возможны дополнительные способы коммутаций.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемая конструкция активного метаматериала позволяет реализовать как отражательный, так и проходной метаматериал, причем для управления характеристиками не требуется никаких механических воздействий на структуру, механического изменения характеристик устройства, благодаря применению радиокомпонентов в узлах решетки. Дальнейшее развитие предлагаемой конструкции метаматериала позволит реализовать реконфигурируемые фазовращатели, рефлекторы антенн, перестраиваемые планарные антенны. Особенностью такого метаматериала является то, что структура является легко масштабируемой, а также позволяет эффективно сформировать структуру любой формы и размеров.

## 6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ для молодых ученых № МК-57.2020.9.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ozgun O., Kuzuoglu M. Utilization of Anisotropic Metamaterial Layers in Waveguide Miniaturization and Transitions. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, Vol. 17, No. 11. – pp. 754-756.
2. Wu Z., Liu J. A new design of MEMS coplanar waveguide phase shifter. // 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium, 2018, – pp. 1-2.

3. Palomares-Caballero Á., Alex-Amor A., Valenzuela-Valdés J., Padilla P. Holey and pinned structures comparison for waveguide phase shifters. // 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2020, – pp. 1-5.
4. Palomares-Caballero A., Alex-Amor A., Valenzuela-Valdes J., Luna F., Padilla P. Phase Shifter for Millimeter-Wave Frequency Range Based on Glide Symmetric Structures. // 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2019, – pp. 1-4.

## REFERENCES

1. Ozgun, O., Kuzuoglu, M. Utilization of Anisotropic Metamaterial Layers in Waveguide Miniaturization and Transitions. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, Vol. 17, No. 11. – pp. 754-756.
2. Wu, Z., Liu, J. A new design of MEMS coplanar waveguide phase shifter. // 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium, 2018, – pp. 1-2.
3. Palomares-Caballero, Á., Alex-Amor, A., Valenzuela-Valdés, J., Padilla, P. Holey and pinned structures comparison for waveguide phase shifters. // 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2020, – pp. 1-5.
4. Palomares-Caballero, A., Alex-Amor, A., Valenzuela-Valdes, J., Luna, F., Padilla, P. Phase Shifter for Millimeter-Wave Frequency Range Based on Glide Symmetric Structures. // 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2019, – pp. 1-4.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ С ЕМКОСТНОЙ ВСТАВКОЙ

А. М. Бобрешов<sup>1</sup>, Д. П. Кондратьев<sup>1,2</sup>, С. Е. Нескородов<sup>1,2</sup>, Г. К. Усков<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

<sup>2</sup> Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО "Концерн "Созвездие"), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе рассмотрен излучатель с реактивной вставкой, и положено начало исследования возможности получения двухдиапазонного излучателя.

**Ключевые слова:** широкополосная вибраторная антenna; комбинированная антenna, двухдиапазонная антenna.

## INVESTIGATION OF A VIBRATOR ANTENNA WITH A CAPACITIVE INSERT

A. M. Bobreshov<sup>1</sup>, D. P. Kondratyev<sup>1,2</sup>, S. E. Neskorodov<sup>1,2</sup>, G. K. Uskov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

<sup>2</sup>Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie" (JSC "Concern Sozvezdie"), Voronezh, Russia

**Abstract.** In this work, a radiator with a reactive insert is considered, and the beginning of the study of the possibility of obtaining a dual-band radiator.

**Keywords:** broadband dipole antenna; combination antenna, dual band antenna.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время растет потребность в передаче широкополосного сигнала в УКВ диапазоне. При этом требование к коэффициенту перекрытия (отношение верхней частоты к нижней) может достигать значений 3, 4, 5. Применение классических широкополосных антенн, таких как конические, рупорные, бегущей волны, линзовье, в УКВ диапазоне затруднительно в связи с их большими размерами. Использование электрически коротких излучателей приводит к увеличению добротности, что не позволяет добиться широкой полосы, и может привести к перегреванию цепи согласования при работе мощных радиостанций. Поэтому, для увеличения полосы в УКВ диапазоне используют подходы, основанные на различных вариантах совмещения двух или более поддиапазонных антенн в одном конструктиве. Это могут быть как несколько антенн с различными входами [1], так и гибридные, у которых излучающие элементы могут меняться в зависимости от требуемой частоты [2, 3]. Вызывает интерес возможность использования одного вибратора, электрическая длина которого не изменяется в зависимости от рабочей частоты, что приводит к удовлетворительному согласованию во всем диапазоне частот.

### 2. МЕТОД ОЦЕНКИ ЕМКОСТНОЙ ВСТАВКИ

Еще одним способом увеличения полосы пропускания является использование антенн с автоматической отсечкой излучающих токов, то есть антенн, в которых на каждой частоте излучает лишь некоторая область, называемой активной, такой излучатель описан в [4]. Кроме этого, примером таких антенн являются спиральные и логопериодические антенны [5]. Для получения антены описанной в [4, 3] разобъем

весь диапазон на два поддиапазона. В первом (нижнем по частоте) излучать будет вся антenna, во втором (верхнем по частоте) только её часть.

В качестве излучателя выберем монополь. Этот вибратор будет являться излучателем первого поддиапазона. Излучатель второго (верхнего по частоте) поддиапазона будет представлять собой только часть вибратора. Разместим экранирующий цилиндр так, чтобы на верхних частотах антenna представляла собой излучатель с поднятой точкой питания. Чтобы сохранить резонанс на низких частотах необходимо изолировать цилиндр внизу диапазона, но обеспечить минимальное сопротивление этой изоляции в верхней части рабочих частот. Сопротивление, уменьшающееся с ростом частоты, соответствует емкости, выполненной в виде разреза цилиндра. Таким образом, в нижнем диапазоне частот цилиндр не будет выступать в роли экрана, а в верхнем – наоборот. Общий вид конструкции изображен на рисунке 1.

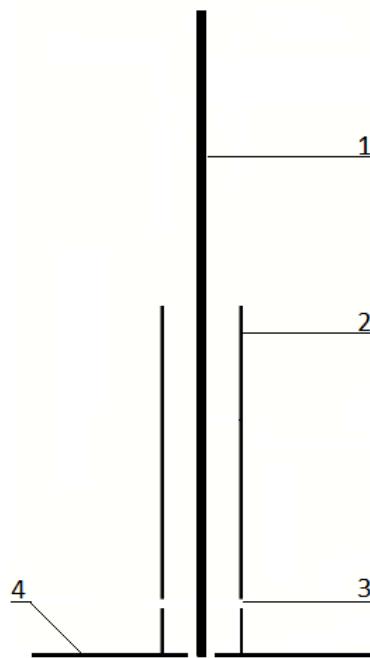


Рис. 1. Схема конструкции вибраторной антенны (1–токовый штырь, 2–цилиндр, 3–емкостная вставка, 4–экран).

Для оценки необходимой толщины емкостной вставки представим антенну в виде электрической цепи (рисунок 3). Так как требуется ограничить ток в случае наличия емкости, то введем величину отсечки тока  $\delta$ , равную отношению модулей токов  $I_1$  и  $I_2$ :

$$\delta = \frac{|R_U + R_{uzl} + R_C + \dot{z}_i|}{|R_U + R_{uzl} + \dot{z}_i|}. \quad (1)$$

Путем несложных преобразований получаем выражение для толщины емкостной вставки:

$$d \leq \varepsilon \varepsilon_0 \pi \omega p (2R_2 - p) (R_u + R_{u_{31}}) (\delta - 1), \quad (2)$$

где  $d$  толщина емкостной вставки,  $p$  это толщина цилиндра,  $R_2$  это радиус внутреннего цилиндра.

Введем величину  $\delta_{\text{пор}}$ , показывающую минимальное ограничение тока на в нижней области частот. Установим  $\delta_{\text{пор}}=3$ , при этом значении, мощность, проходящая в цилиндр на нижней частоте, не превысит 10%.

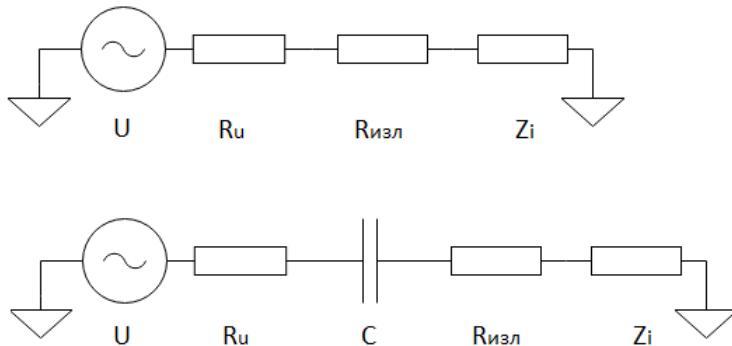


Рис. 3. Эквивалентная цепь антенны.

Для проверки оценки параметра емкости было проведено моделирование входных параметров в CST StudioSuite [6]. Из (2), величина минимального зазора составила  $d_{\min}=0.8$  мм при нижней частоте  $f_{\min}$  равной 25 МГц. По результатам моделирования, представленным на рисунке 4, видно, что при увеличении размера вставки, происходит значительное изменение реальной части входного сопротивления в первом (нижнем по частоте) диапазоне (рис. 4 а), при этом изменение во втором диапазоне незначительно. То же самое происходит и с мнимой частью входного сопротивления. Надо отметить, что при уменьшении размера вставки относительно минимально оцененной (2), изменение входного сопротивления на нижней частоте не наблюдается. Этот эффект объясняется тем, что ёмкость, образованная внешними слоями рассеченного цилиндра, становится сравнима или больше ёмкости образованной самим сечением. Тем самым, общая емкость вставки практически перестаёт меняться.

Этот эффект позволяет получить двухдиапазонный излучатель, путем создания излучателя верхнего диапазона и установки его на коаксиальную конструкцию с емкостной вставкой. Как описано выше, возможно добиться сохранения входных параметров излучателя верхнего диапазона, тем самым остается согласовать излучатель для нижнего частотного диапазона, не внося изменений в верхний участок.

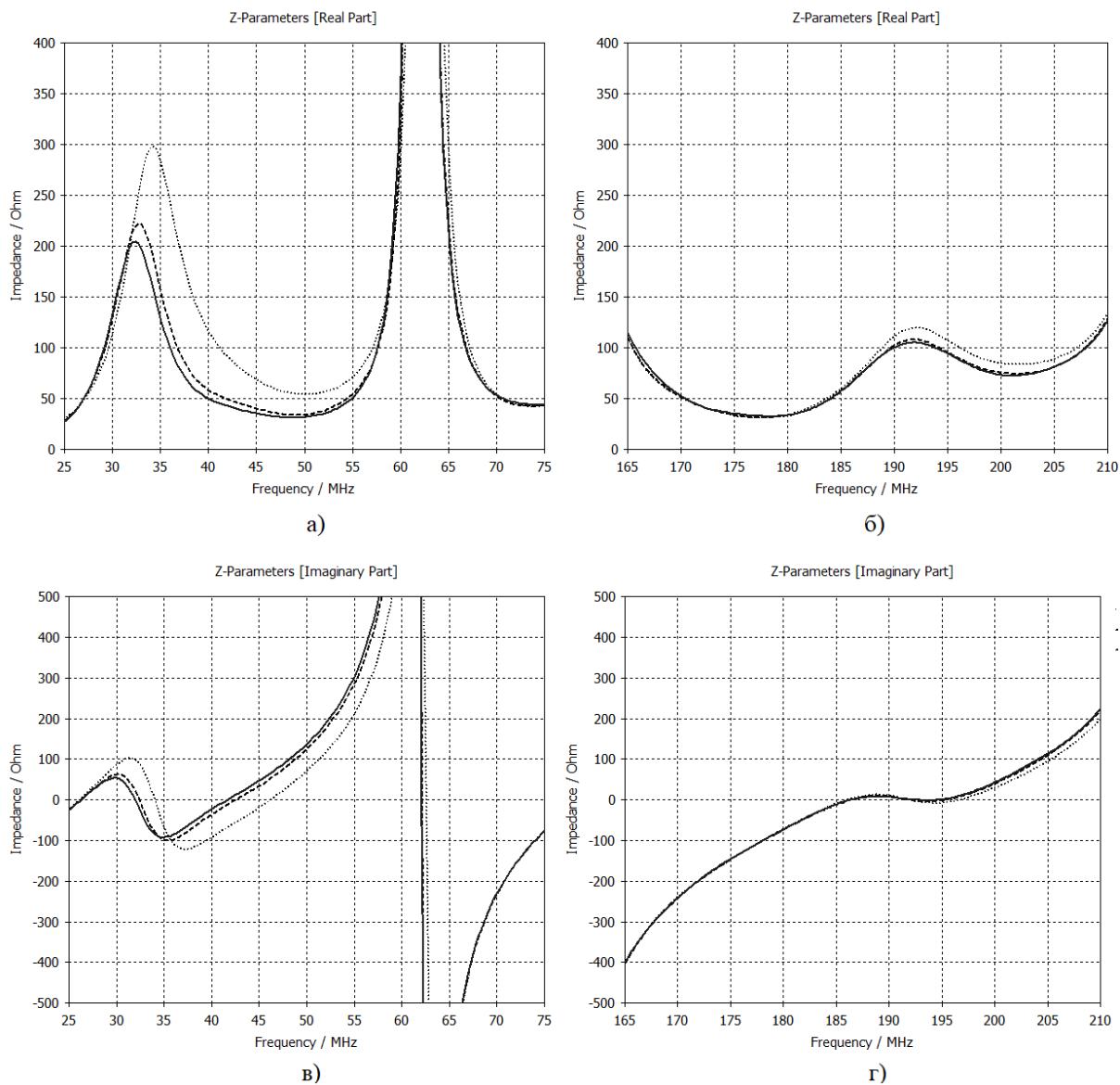


Рис. 4. Зависимость входного сопротивления от частоты для различных толщин вставок.

а) и б) реальная часть; в) и г) мнимая часть.

Сплошным – 0.8 мм, пунктиром – 1 мм, точками – 2 мм.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе был рассмотрен комбинированный излучатель с ёмкостной вставкой, представлен способ оценки отдельных параметров. Представлены результаты моделирования входных параметров описанного излучателя. Показана возможность получения двухдиапазонного излучателя.

### 4. 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. Gary A. M., John M. Very wide band tactical vehicular antenna system. US 9379441 B2, May 21, 2013, Jun. 28, 2016.
2. Gary A. M., Henry R. J. Low profile, broad band monopole antenna with heat dissipating ferrite/powder iron network and method for constructing the same. US 8779996 B2, Jul. 21, 2010, Jul. 15, 2014.
3. А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов Всенаправленная широкополосная вибраторная антенна // - Антennы, – 2019. – № 8.
4. А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков. Составная вибраторная сверхширокополосная антенна // Радиолокация, навигация, связь XXIV международная научно-техническая конференция, 2018, Т. 4. -С.251–255.
5. Рамзей В. Частотно независимые антенны. М: Мир, 1968.-172 с.
6. А. П. Горбачев, Е. А. Ермаков Проектирование печатных фазированных антенных решеток в САПР «CST Microwave Studio». Новосибирск: НГТУ, 2008.-88 с.

### REFERENCES

1. Gary A. M., John M. Very wide band tactical vehicular antenna system. US 9379441 B2, May 21, 2013, Jun. 28, 2016.
2. Gary A. M., Henry R. J. Low profile, broad band monopole antenna with heat dissipating ferrite/powder iron network and method for constructing the same. US 8779996 B2, Jul. 21, 2010, Jul. 15, 2014.
3. A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, D. P. Kondrat'ev, S. E. Neskorodov Omnidirectional broadband dipole antenna // - Antennas, - 2019. - No. 8.
4. A. M. Bobreshov, D. P. Kondratyev, S. E. Neskorodov, G. K. Uskov. Combined vibratory ultrawideband antenna // Radiolocation, navigation, connection XXIV International scientific and technical conference, 2018, T. 4. -p.251–255.
5. Rumsey V. Frequency independent antennas. M: Mir, 1968.-172 с.
6. A. P. Gorbachev, E. A. Ermakov Design of printed phased antenna arrays in CAD «CST Microwave Studio». Novosibirsk: NSTU, 2008.-88 p.

# ИССЛЕДОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С НАПРАВЛЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ПО АЗИМУТУ И УГЛУ МЕСТА В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОВЧ-СИГНАЛОВ

Ю. Б. Нечаев<sup>1</sup>, И. В. Пешков<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

<sup>2</sup>Елецкий государственный университет им. И.А.Бунина (ЕГУ), Елец, Россия

**Аннотация.** В статье обсуждается проблема использования цифровых антенных решеток, оснащенных дипольными и направленными элементами одновременно в азимутальной и угловой плоскостях. В частности, они исследуются для каналов связи УКВ диапазона ниже 1 ГГц. Однако его применение сопряжено со многими трудностями, такими как затухание, отражение от шероховатых поверхностей и т. д. Одним из решений этих проблем может быть цифровое формирование луча по азимуту и углу места. В работе представлены результаты моделирования распространения сигналов в УКВ-диапазоне в свободном пространстве, а также в двухлучевой модели отражения от земли. Предполагается, что на передающей стороне используется симметричный диполь, а направленная антенна Яги-Уда на приемной цифровой антенной решетке (ЦАР), в другом случае оснащенной диполем. Моделируются кольцевая (КАР) и полудодекаэдрическая формы расположения элементов приемной цифровой антенной решетки. Оцениваются вероятность битовых ошибок в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником для вышеупомянутых случаев.

**Ключевые слова:** радиопеленгация, граница Крамера-Рао, MUSIC, метод максимального правдоподобия.

## RESEARCH AND MODELING OF DIGITAL ANTENNA ARRAYS WITH DIRECTIONAL ELEMENTS ON AZIMUTH-ELEVATION IN VHF TERRAIN MULTIPATH PROPAGATION SITUATIONS

Yu. B. Nechaev<sup>1</sup>, I. V. Peshkov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

<sup>2</sup>Yelets State University after I.A.Bunin (YeISU), Yelets, Russia

**Abstract.** In the paper the problem of using digital antenna arrays equipped with dipole and directive elements simultaneously in the azimuthal and elevation planes is discussed. In particular, they are investigated for communication channels of the VHF range below 1 GHz. However, its application is fraught with many difficulties, such as attenuation, reflection from rough surfaces, etc. One of the solutions to these problems can be azimuth-elevation digital beamforming. The paper presents the simulation results for the propagation of signals in the VHF range in free space, two-ray ground-reflection. It is assumed that a symmetrical dipole is used on the transmitting side, and a directional Yagi antenna on the receiving digital antenna array (DAA) also equipped with a dipole. The circular (CAA) and hemi-dodecahedron shapes of the arrangement of elements of the receiving digital antenna array are simulated. The bit error rates (BER) depending on the distance between the transmitter and the receiver are estimated for the three above mentioned cases.

**Keywords:** direction-finding, Cramer-Rao bound, MUSIC, maximum likelihood method.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время развертывается множество беспроводных сетей, требующих формирования диаграммы направленности как по азимуту, так и по углу места. Беспроводная связь с использованием ультракоротких волн также представляет трудности, такие как высокое затухание, отражения от поверхности земли, включая пересеченную местность с множественными отражениями и дифракцией, а также распространение в городских условиях. Формирование диаграммы направленности по азимуту и углу места с использованием цифровой антенной решетки также особенно важно для преодоления низкой мощности полезного ОВЧ-сигнала, а также для устранения влияния множественных отражений от различных типов поверхностей, таких как пересеченная местность, листва и т. д. [1-3].

## 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

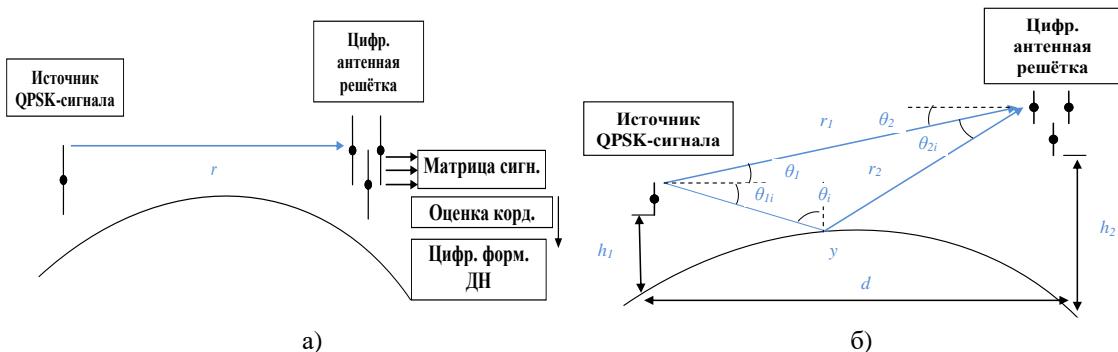


Рис. 1. Цифровая антенная решетка в моделях: а) свободное пространство, б) распространение двухлучевого отражения от земли.

### а. Модель распространения в свободном пространстве

Рассмотрим несколько известных моделей распространения радиосигналов за городом, как показано на рисунке 1. Среди них можно отметить такие, как: передача сигнала в свободном пространстве без препятствий в воздухе (рисунок 1а); распространение земной волны с учетом отражения от поверхности (рисунок 1б). Данные два сценария связаны с многолучевостью.

Рассмотрим цифровое формирование диаграммы направленности, применяемое к УКВ-каналам связи. Одной из распространенных форм антенн, используемой для передачи сигнала от мобильного абонента к базовой станции, является полуволновый диполь [4]:

$$E(\phi, \theta) \cong \frac{60\pi I_s l_d}{\lambda r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin \theta} \right] \quad (1)$$

На приемной стороне предполагается цифровая антенная решетка, также снабженная дипольными элементами, расположенными в пространстве по окружности [5]:

$$\mathbf{a}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} g(\phi_0, \theta_0) e^{j[-kR \cos(\theta - \gamma_0) \sin(\phi)]} \\ g(\phi_1, \theta_1) e^{j[-kR \cos(\theta - \gamma_1) \sin(\phi)]} \\ \dots \\ g(\phi_{N-1}, \theta_{N-1}) e^{j[-kR \cos(\theta - \gamma_{N-1}) \sin(\phi)]} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

или полудодекаэдр [6]:

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} g_1(\theta, \varphi + \frac{\pi}{2}) e^{j\mathbf{k}\mathbf{R}_z(0)[0, 0, r_{in}]^T} \\ g_2(\theta + \frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{j\mathbf{k}\mathbf{R}_z(\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \\ g_3(\theta + 2\frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{j\mathbf{k}\mathbf{R}_z(2\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \\ g_4(\theta + 2\frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{j\mathbf{k}\mathbf{R}_z(3\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \\ g_5(\theta + 4\frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{j\mathbf{k}\mathbf{R}_z(4\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \\ g_1(\theta + 5\frac{\pi}{2.5}, \varphi + \frac{\pi}{6.8}) e^{j\mathbf{k}\mathbf{R}_z(5\frac{\pi}{2.5})[0, \frac{\lambda}{2}, \frac{r_{in}}{2}]^T} \end{bmatrix} \quad (3)$$

где  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  - волновое число или коэффициент распространения волны ( $\lambda$  - длина волны),  $R$  - радиус кольцевой АР,  $\mathbf{R}_z(\theta)$  - матрица вращения вокруг оси  $z$ ,  $r_{in}$  - внутренний радиус полудодекаэдра,  $g_0(\theta)$ ,  $g_1(\theta), \dots, g_{N-1}(\theta)$  - действительные числа, представляющие амплитуду отклика антенны элемент в направлениях  $\theta$  и  $\varphi$ , как в выражении для напряженности поля  $E(\phi, \theta)$  (1). Кроме того, в статье рассматривается случай, когда предполагается, что в качестве элементов ЦАР моделируются антенны Уда-Яги [7]:

$$F_{yag}(\phi, \theta) \equiv \left| \frac{\sin\left[\frac{N_{yag}+2}{2}kd_{yag}(1-\cos(\theta))\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}kd_{yag}(1-\cos(\theta))\right]} \right| \quad (4)$$

## 6. Двухлучевая модель распространения отраженного света от земли

Рассмотрим случай, когда сигнал отражается от земной поверхности (рисунок 1б). В литературе этот случай известен как двухлучевое распространение.

$$\mathbf{e}_{EMF} \equiv \sqrt{A_e} (\mathbf{a}(\phi, \theta_2) E(\phi, \theta_1, r_1) + R_c(\theta_i) \mathbf{a}(\phi, \theta_{2i}) E(\phi, \theta_{1i}, r_2) e^{jk(r_1-r_2)}) \quad (5)$$

где  $r_1$  - расстояние прямого луча,  $r_2$  - расстояние пути отраженного луча,  $A_e$  - апертура антенны,  $R_c$  - коэффициент отражения.

Расстояние прямого луча можно определить [4]:

$$r_1 = \sqrt{d^2 + (h_2 - h_1)^2}, \quad (6)$$

где  $d$  - расстояние между пользователем и ЦАР,  $h_1$  - высота антенны пользователя,  $h_2$  - высота подвеса ЦАР.

Длина пути отраженного луча составляет:

$$r_2 = \sqrt{d^2 + (h_2 + h_1)} \quad (7)$$

Расстояние до точки отражения от поверхности Земли составляет [4]:

$$y = \frac{dh_1}{(h_2 + h_1)} \quad (8)$$

Важно определить углы прихода в ЦАР по отношению к мобильному пользователю прямого и отраженного лучей для оценки точности пространственной фильтрации с использованием неизотопных излучателей:

$$\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \frac{h_2 - h_1}{d} \quad (9)$$

Рассчитать отраженный луч немного сложнее:

$$\theta_i = 0.5\pi - \sin^{-1} \frac{h_1 + h_2}{d} \quad (10)$$

$$\theta_{1i} = \theta_{2i} = 0.5\pi - \theta_i \quad (11)$$

### в. Пространственная обработка

На практике матрица пространственной ковариации  $\mathbf{R}$  получается из набора временных отсчетов  $K_{Sample}$ :

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K_{Sample}} \sum_{k=1}^{K_{Sample}} \vec{\mathbf{x}}(k)^H \vec{\mathbf{x}}(k) \quad (12)$$

где  $\vec{\mathbf{x}}(k)$  - отсчет сигнала от элементов ЦАР в  $k$ -й момент времени.

Оценка направления прихода в простейшем случае выполняется посредством электронного качания главного лепестка диаграммы направленности. Этот метод может быть выполнен механически или на основе аналоговых фазовращателей. Однако, поскольку работа исследует ЦАР, мы рассмотрим цифровую фазированную решетку:

$$P_{FAA}(\phi, \theta) = \frac{\mathbf{a}(\phi, \theta)^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{a}(\phi, \theta)}{\mathbf{a}(\phi, \theta)^H \mathbf{a}(\phi, \theta)} \quad (13)$$

Пространственный спектр  $P_{FAA}(\phi, \theta)$  имеет низкое разрешение, но легко реализуется. Пиковые значения  $P_{FAA}(\phi, \theta)$  указывают на координаты сигнала. Кроме того, цифровое качание максимума диаграммы направленности для приема полезного сигнала можно получить после вычисления вектора весовых коэффициентов:

$$\vec{\mathbf{w}}_{FAA} = \frac{\vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0)}{\sqrt{\vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0)^H \vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0)}} \quad (14)$$

Для оценки координат сигналов с большей точностью и разрешающей способностью используется метод *MUSIC*:

$$P_{MUSIC}(\theta, \phi) = \frac{1}{\vec{\mathbf{a}}^H(\theta, \phi) \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \vec{\mathbf{a}}(\theta, \phi)} \quad (15)$$

где  $\mathbf{E}_n$  – матрица шума. Специальный вектор весовых коэффициентов необходим также для реализации подавления, как помех, так и шума, а также усиления полезного

сигнала, то есть реализации полной функциональности ЦАР. Весовой вектор, который максимизирует отношение сигнал / шум + шум, может быть получен:

$$\vec{w} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \phi_0)}{\vec{a}(\theta_0, \phi_0)^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \phi_0)}, \quad (16)$$

где  $\vec{a}(\theta_0, \phi_0)$  -  $N$ -мерный вектор полезного сигнала после оценки пространственного спектра  $P_{MUSIC}(\varphi, \theta)$ .

### 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Рассмотрим величину шума, а также переающего сигнала, используемые далее при моделировании ЦАР на приёме.

Таблица 1. Параметры моделирования

Параметр	Значение
Выходная мощность тока, $P_S$	1 мВт
Несущая частота, $f$	300 МГц
Ширина канала, $\Delta f$	1 МГц
Тип модуляции	QPSK
Количество переданных бит, $n_{бит}$	$10^6$
Число отсчётов, $K$	100
Сопротивление излучения, $R_\Sigma$	75 Ом
Коэффициент направленного действия дипольной антенны, $D$	1,6
Радиус кольцевой антенной решетки ЦАР, $R$	0,5 м
Атмосферные помехи, $T_{ATM}$	400 К
Промышленные помехи, $T_{ПРОМ}$	590 К
Космические помехи, $T_{КОСМ}$	86 К
Шумы Земли и атмосферы, $T_{TEPL}$	30 К
Коэффициент полезного действия фидера, $\eta_f$	0,9
Коэффициент полезного действия антенны, $\eta_a$	0,986
Коэффициент шума приёмника ЦАР	10 дБ

Если свести данные из таблицы 1 в формулы из [8] для оценки мощности шума, то получаем значение  $P_{ш} = 1,53 \cdot 10^{-13}$  Вт.

После моделирования на основе приведенных выше формул, а также табличных данных оценим значение вероятности битовой ошибки в зависимости от расстояния в свободном пространстве:

$$BER = \frac{n_{ошибки}}{n_{бит}}. \quad (16)$$

Передатчик представляет собой источник фазово-модулированного сигнала, питающий полуволновой диполь. На приемной стороне моделируется кольцевая антенная решетка (2) или в другом случае полудодекаэдрическая антенная решетка (3),

сигнал с которой подвергается последовательной обработке, как показано п. 2в, для усиления полезного сигнала на фоне шума.

Рассмотрим случай, когда передается один полезный QPSK-сигнал. Координаты сигнала  $\theta=0^\circ$  и  $\phi=85^\circ$ . Элементы ЦАР располагаются по окружности (обозначается как «окружность» на рисунке 2-3) и полудодекаэдру («полудодекаэдр» на рисунке 2-3). Управление главным лепестком направленности осуществляется согласно уравнениям (13-14) («ФАР» на рисунке 2-3) и с помощью метода MUSIC по выражениям (15-16) («MUSIC» на рисунке 2-3).

Рассмотрим модель распространения сигнала в свободном пространстве (рисунок 1а). В данной модели передается один полезный QPSK-сигнал, а также возникает равная по мощности помеха. Координаты помех составляют  $\theta=50^\circ$  и  $\phi=85^\circ$ . На рисунке 2 представлены результаты моделирования: зависимость коэффициента битовых ошибок от расстояния между передатчиком и ЦАР. Из рисунка 2 видно, что лучшей формой ЦАР является полудодекаэдр, состоящий из направленных элементов. Однако при использовании простых симметричных диполей все алгоритмы и формы антенн показывают сходную эффективность. Стоит отметить, что, при наличии помех, изменения направления только главного лепестка диаграммы направленности уже недостаточно, так как не происходит формирования нулей и, как следствие, отношение сигнал / шум на выходе ЦАР ухудшается до неприемлемых значений.

Рассмотрим двулучевую модель распространения сигнала с отражением от поверхности земли (рисунок 1б). В данной модели также передается один полезный QPSK-сигнал. Координаты, как и данные из таблицы 1 остаются прежними. Высота передатчика и приемной ЦАР составляет 20 м над поверхностью земли. Вероятность битовых ошибок также оценивается в зависимости от расстояния. Как видно из графиков на рисунке 3, максимальное расстояние при использовании круговой ЦАР составляет всего 900 м, при этом коэффициент битовых ошибок достигает 0,5 в пике. Использование полудодекаэдрической ЦАР позволяет увеличить дальность действия более чем на 1 км. Также из рисунка 3 видно, что направленные антенны по сравнению с дипольными антennами дают более низкие значения битовой ошибки.

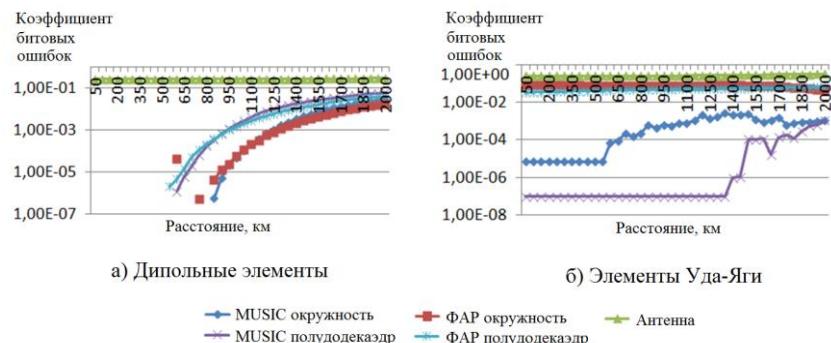


Рис. 2. Результаты расчётов с помощью модели распространения сигнала в свободном пространстве

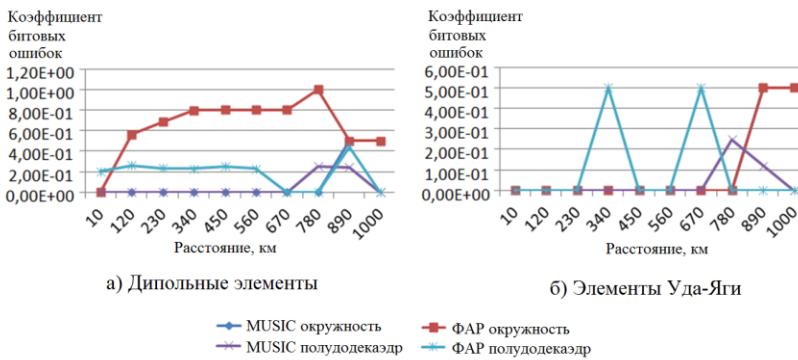


Рис. 3. Результаты расчётов с помощью двулучевой модели распространения сигнала

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье исследуется проблема использования цифровых антенных решеток, элементами которых являются полуволновые диполи и направленные элементы Уда-Яги. В частности, проводится исследование для каналов связи УКВ-диапазона на несущей частоте 300 МГц с фазовой манипуляцией. В блоке цифровой обработки использовался метод фазового сканирования пространства, а также алгоритм оптимального формирования луча, основанный на методе MUSIC. Установлено, что дальность устойчивой связи может быть увеличена более чем в два раза. Также установлено, что использование электронного управления лучом оправдано только при наличии одиночного сигнала. ЦАР в виде полудодекаэдра, элементами которой являются антенны Уда-Яги, значительно подавляет помехи. Таким образом, рассчитанный коэффициент битовых ошибок значительно снижается при использовании цифровой пространственной фильтрации и полудодекаэдра с направленными элементами.

#### 5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Липецкой области в рамках научного проекта № 20-47-480002.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рекомендация МСЭ-R 2002. Распространение радиоволн наземной мобильной связи в диапазона ОВЧ/УВЧ. <http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>
2. Муромцев Д.Ю., Проблемы обеспечения надежной радиосвязи на севере России / Д.Ю. Муромцев, А.Н. Сысоев, В.М. Жуков // Вестник ВГТУ. - 2020. - №3. – с. 46-53.
3. Verma G. Direction of arrival estimation with the received signal strength gradient at the lower VHF band / G. Verma, F. Dagefu, B. M. Sadler and K. Sarabandi // 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, PR, USA, 2016, pp. 1695-1696, doi: 10.1109/APS.2016.7696554.
4. Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. New York, NY, USA: Wiley-Interscience, 2005.
5. Nechaev Yu.B. The Research of the Digital Beamforming Algorithm for Optimal Noise Reduction in a Cylindrical Antenna Array with Directive Radiators / Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. // 2020 SYNCHROINFO 2020. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166036
6. Nechaev Yu.B. An approach of DOA-Estimation Accuracy Improving via Conformal Antenna Arrays with Directional Emitters / Yu.B. Nechaev; I.W. Peshkov // 2020 Systems Of Signals

Generating And Processing In The Field Of On Board Communications. - Moscow Technical University of Communication and Informatics (MTUCI). Moscow, Russia. DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078583.

7. Пониматкин В.Е., Шпилевой А.А. Антенно-фидерные устройства систем связи: учеб. пособие. - Калининград: Изд-во РГУ им. И. Канта, 2010. - 121 с.
8. Боков Л.А. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие / Л.А. Боков, В.А. Замотринский, А.Е. Мандель. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 410 с.

#### **REFERENCES**

1. Recommendation ITU-R, Terrestrial Land Mobile Radiowave Propagation in the VHF/UHF Bands 2002 <http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en>
2. Muromtsev D.Yu., Problems of ensuring reliable radio communication in the north of Russia / D.Yu. Muromtsev, A.N. Sysoev, V.M. Zhukov // Vestnik VSTU. - 2020. - №3. - with. 46-53.
3. Verma G. Direction of arrival estimation with the received signal strength gradient at the lower VHF band / G. Verma, F. Dagefu, B. M. Sadler and K. Sarabandi // 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, PR, USA, 2016, pp. 1695-1696, doi: 10.1109/APS.2016.7696554.
4. Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. New York, NY, USA: Wiley-Interscience, 2005.
5. Nechaev Yu.B. The Research of the Digital Beamforming Algorithm for Optimal Noise Reduction in a Cylindrical Antenna Array with Directive Radiators / Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A., Zaitseva I.N. // 2020 SYNCHROINFO 2020. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166036
6. Nechaev Yu.B. An approach of DOA-Estimation Accuracy Improving via Conformal Antenna Arrays with Directional Emitters / Yu.B. Nechaev; I.W. Peshkov // 2020 Systems Of Signals Generating And Processing In The Field Of On Board Communications. - Moscow Technical University of Communication and Informatics (MTUCI). Moscow, Russia. DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078583.
7. Ponimatkina V.E., Shpilevoy A.A. Antenna-feeder devices of communication systems: textbook. allowance. - Kaliningrad: Publishing house of the RSU im. I. Kant, 2010 .-- 121 p.
8. Bokov L.A. Electrodynamics and radio wave propagation: textbook. allowance / L.A. Bokov, V.A. Zamotrin'sky, A.E. Mandel. - Tomsk: Tomsk. state un-t of control systems. and radio electronics, 2013 .-- 410 p.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛОСКОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА П-ВОЛНОВОДАХ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

А. О. Пелевин<sup>1</sup>, Г. Ф. Заргано<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ФГУП «Главный радиочастотный центр» (ФГУП «ГРЧЦ»), Ростов-на-Дону, Российская Федерация

<sup>2</sup>ФГАОУ «Южный федеральный университет» (ФГАОУ ЮФУ), Ростов-на-Дону, Российская Федерация

**Аннотация.** В работе исследованы характеристики линейных и плоских щелевых антенных решеток на П-волноводах с диэлектрическим заполнением. Описан алгоритм снижения рабочего диапазона частот прямоугольного волновода с помощью металлического гребня и диэлектрического заполнения. Применение волноводов сложных структур позволило расширить рабочую полосу линейных щелевых антенных решеток. Плоские решетки на П-волноводах с диэлектрическим заполнением получили преимущество перед аналогами на прямоугольных волноводах в виде увеличенного интервала фазового сканирования в Е-плоскости.

**Ключевые слова:** щелевая антенная решетка, П-волновод, диэлектрическое заполнение, фазовая антенная решетка.

## STUDY OF CHARACTERISTICS OF PLANAR SLOTTED ANTENNA ARRAY BASED ON SINGLE-RIDGE WAVEGUIDE WITH DIELECTRIC FILLING

А. О. Pelevin<sup>1</sup>, G. F. Zargano<sup>2</sup>

<sup>1</sup>«General state unitary enterprise «General radio frequency center» («GRFC»), Rostov-on-Don, Russia

<sup>2</sup>Southern Federal University («SFEDU»), Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** The paper presents the simulated characteristics of linear and planar slot antenna arrays based on a single-ridge waveguide with dielectric filling. An algorithm for shifting down the operating frequency range of a rectangular waveguide by using a metal ridge and dielectric filling is described. The use of waveguides of complex structures made it possible to expand the operating range of linear slotted waveguide antenna arrays. Planar arrays of slotted ridged waveguides with dielectric filling have gained an advantage over their rectangular waveguide counterparts in the form of a broadened interval of phase scanning in the E-plane.

**Keywords:** slotted waveguide antenna, single-ridge waveguide, dielectric filling, phased antenna array.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Волноводно-щелевые антенны благодаря своим основным достоинствам, таким как простота и прочность конструкции, технологичность, малый вес и габариты, отсутствие выступающих частей, низкая стоимость производства, возможность построения различных амплитудно-фазовых распределений позволяют создавать надежное, малогабаритное и современное радиотехническое оборудование. Такой тип антенн также являются широко используемым элементом для построения плоских фазированных решеток [1-3]. Из теории плоских эквидистантных щелевых антенных решеток известно, что управлять главным лепестком диаграммы направленности можно, задавая фазовый сдвиг между элементами [4-5].

При расположении таких элементов вплотную друг к другу период решетки определяется линейным размером (в частности, шириной) волновода и поэтому напрямую зависит от рабочей длины волны. Таким образом, угловой интервал отклонения главного лепестка диаграммы направленности при фазовом сканировании, в общем случае пропорциональный отношению длины волны к межэлементному расстоянию, для решетки из волноводов с продольными щелями оказывается пропорционален отношению длины волны к ширине волновода. Соответственно, для расширения этого интервала можно уменьшать ширину волноводного элемента (при заданной частоте) или увеличивать рабочую длину волны (при заданном сечении).

Влияние диэлектрического заполнения, размещенного в полости волновода щелевой антенной решетки для увеличения рабочей длины волны изучено в работах [6-7], а применение П-волноводов для уменьшения поперечного сечения щелевой антенной решетки продемонстрировано в работах [8-9]. Для одновременной реализации этих возможностей перспективно использовать П-волноводы с диэлектрическим заполнением. Алгоритм построения щелевой антенной решетки на П-волноводе с диэлектрическим заполнением подробно описан в работе [10]. Сравнение характеристик плоских решеток на П-волноводе с диэлектрическим заполнением с их аналогами на прямоугольных волноводах для диапазона 6...8 ГГц приведено в работе [11], а для диапазона 9...11 ГГц рассмотрено в работе [12].

В данной работе предлагается рассмотреть возможность применения П-волновода с диэлектрическим заполнением для построения линейных и плоских щелевых антенных решеток в диапазоне 14-16 ГГц.

## **2. ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА П-ВОЛНОВОДЕ С ДИЭЛЕКТРИКОМ**

Рассмотрим прямоугольный волновод сечением  $a = 10,7$  мм,  $b = 4,3$  мм, рабочий диапазон лежит в интервале 18,0 ...26,5 ГГц, а критическая частота основной волны  $f_{kp} = 14,05$  ГГц. Далее будем предполагать, что все рассматриваемые в структуре волноводы работают на своей основной волне. Антенная решетка на таком волноводе с 20-ю щелевыми излучателями шириной  $w = 1$  мм, длиной  $L = 9,5$  мм, периодом  $d = 15$  мм, расстоянием от центра щелевого излучателя до оси волновода  $x = 1,1$  мм работает в диапазоне 21...23 ГГц.

Очевидно, что для перехода в более низкий диапазон частот потребуется прямоугольный волновод с размерами поперечного сечения:  $a = 15,8$  мм,  $b = 7,9$  мм, рабочим диапазоном частот 12,4 – 18,0 ГГц и критической частотой основной волны  $f_{kp} = 9,5$  ГГц. Для сохранения волновода в прежних размерах  $a = 10,7$  мм,  $b = 4,3$  мм был подобран гребень с параметрами  $h = 2,7$  мм и шириной  $v = 1,3$  мм, расположенный симметрично по центру, см. рис.1.

Полученная волноводная структура с П-образным поперечным сечением имеет критическую частоту основной волны  $f_{kp} = 9,5$  ГГц. Данные значения критических частот для прямоугольного волновода и П-волновода позволяют обеспечить эквивалентность режимов распространения основной волны в выбранных волноводных линиях передачи.

Затем, учитывая результаты, полученные в [10], в полость П-волновода был помещен диэлектрический слой с проницаемостью  $\epsilon_1$  и толщиной  $g$ , расположенный непосредственно под широкой стенкой П-волновода, содержащей прямоугольные щелевые излучатели, которые также были заполнены материалом с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_2 = 1,5$ . Такое заполнение обеспечивает возможность защиты антенной решетки от неблагоприятных метеоусловий без снижения качества антенных характеристик. Потери в диэлектрических слоях и заполнении щелевых излучателей не учитывались.

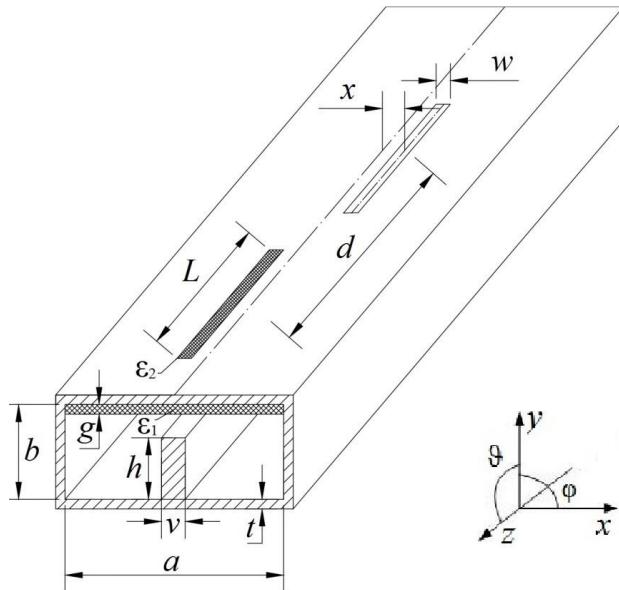


Рис. 1. Фрагмент антенной решетки на П-волноводе с диэлектрическим слоем

В результате изменений, внесенных в конструкцию волноводно-щелевых антенных решеток, критическая частота используемой сложной волноводной структуры оказывается существенно ниже критической частоты исходного прямоугольного волновода. Параметры структур щелевых антенных решеток на различных волноводах приведены в таблице 1. Толщина волновода  $t$  во всех конструкциях составляет 1 мм.

Таблица 1. Структуры щелевых решеток на различных волноводах

Структура	$f_{\text{кр}},$ ГГц	$x,$ мм	$L,$ мм	$w,$ мм	$d,$ мм	$\theta(KY_{\text{макс}}),$ град
Прямоугольный волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=1; \epsilon_2 = 1;$	14,05	1,1	6,5	0,65	10,0	85
Прямоугольный волновод 15,8x7,9 мм $\epsilon_1=1; \epsilon_2 = 1;$	9,50	2,0	9,5	1,0	15,0	84
П-волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=1; \epsilon_2 = 1;$	9,50	0,9	10,1	1,0	16,0	81
П-волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=1,5; \epsilon_2 = 1,5; g = 0,5$ мм;	8,85	0,9	10,1	1,0	16,0	84
П-волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=2; \epsilon_2 = 1,5; g = 0,5$ мм;	8,40	0,9	10,1	1,0	16,0	85

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА АНТЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛИНЕЙНЫХ РЕШЕТОК

Моделирование физических процессов в щелевых антенных решетках на различных волноводных структурах выполнено с применением пакета CST STUDIO SUITE. В рассмотрение взяты следующие параметры: коэффициенты стоячей волны (КСВ) и усиления (КУ), ширина главного лепестка  $\theta$  диаграммы направленности (ДН), уровень боковых лепестков (УБЛ) ДН. Рабочая полоса щелевых антенн  $f_{\text{раб}}$  определялась по уровню снижения значения КУ на -3 дБ от значения  $KU_{\text{макс}}$  или превышение побочным максимумом ДН значения УБЛ. На рис. 2 представлены зависимости коэффициента усиления и стоячей волны от частоты для вариантов линейных решеток, приведенных в таблице 1.

График КУ щелевой антенной решетки на прямоугольном волноводе с поперечным сечением  $a = 10,7$  мм,  $b = 4,3$  и щелями, настроенными на рабочую частоту  $f = 22$  ГГц, изображен на рис. 2 пунктирной линией. Далее выполним установку по центру данного прямоугольного волновода гребня высотой  $h = 2,7$  мм и шириной  $v = 1,3$  мм, а также настройку щелевых излучателей на рабочую частоту  $f = 15$  ГГц. Осуществленные действия обеспечивают смещение рабочего диапазона щелевой решетки на П-волноводе относительно решетки на прямоугольном волноводе на 7 ГГц вниз по диапазону частот (красный график – рис. 2).

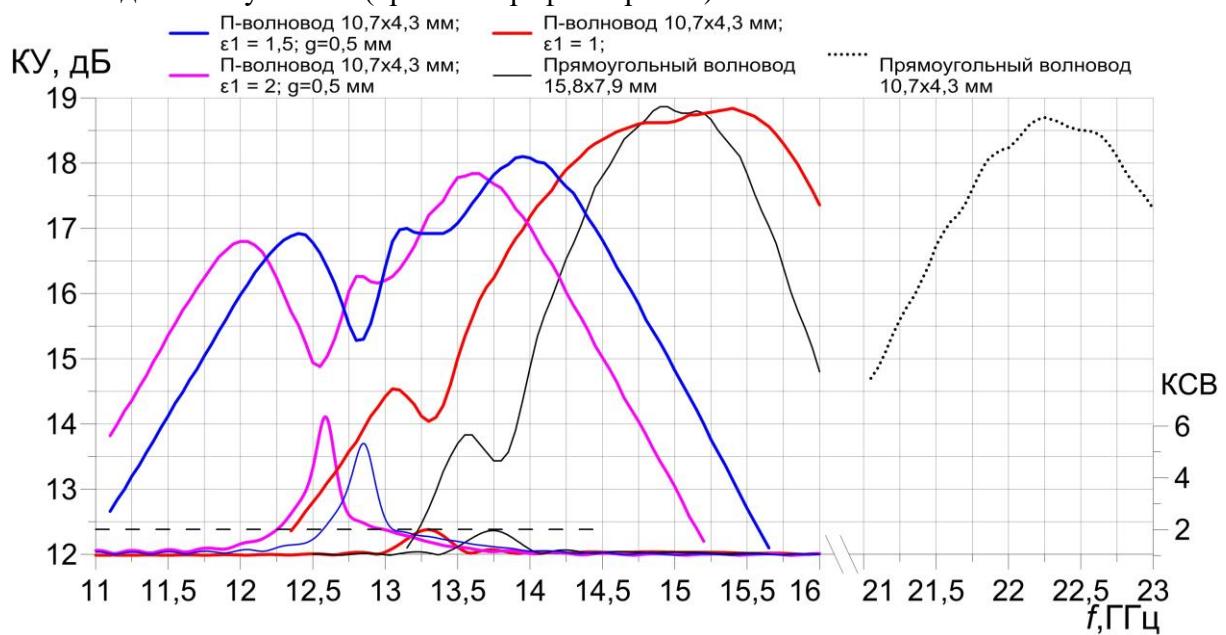


Рис. 2. КУ и КСВ линейных щелевых антенных решеток на основе различных волноводов

Диэлектрическое заполнение с сочетанием  $\epsilon_1 = 1,5$  и  $g = 0,5$  мм, а также заполнение щелевых излучателей материалом с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_2 = 1,5$  позволили снизить рабочий диапазон щелевой решетки на П-волноводе на 1 ГГц без внесения изменений в металлическую часть конструкции антенны (рис.2 – синий график). Отметим уменьшение значения  $KU_{\text{макс}}$  на 0,4 дБ вследствие повышения резонансного значения КСВ до 5,32 на частоте 12,85 ГГц за пределами рабочей полосы частот данной антенной решетки.

Увеличение диэлектрической проницаемости заполнения  $\epsilon_1 = 1,5$  при неизменной толщине слоя  $g = 0,5$  мм обеспечило итоговое снижение рабочего диапазона щелевой решетки на П-волноводе на 1,45 ГГц (рис.2 – розовый график). Значение КУ<sub>макс</sub> снизилось на 0,3 дБ, а резонансное значение КСВ за пределами рабочей полосы частот повысилось до 6,35 на частоте 12,6 ГГц. Характеристики линейных щелевых антенных решеток на П-волноводе с различным заполнением приведены в табл. 2.

Таблица 2. Характеристики щелевых решеток на П-волноводах с различным заполнением

Структура	$f_{раб}$ , ГГц	КУ <sub>макс</sub> , дБ	КСВ	Ширина $\theta$ , град	УБЛ, град
П-волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=1; \epsilon_2 = 1;$	13,65...16,0	18,9	<1,21	2,8...3,4	-13,3...-11,6
П-волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=1,5; \epsilon_2 = 1,5; g = 0,5$ мм;	13,6...14,85	18,2	<1,41	3,1...4,0	-16,1...-11,8
П-волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=2; \epsilon_2 = 1,5; g = 0,5$ мм;	13,3 – 14,3	17,8	<1,5	3,2...4,1	-15,8...-11,0

Таким образом, в результате проведенного анализа графиков, изображенных на рис.2 и данных, приведенных в табл. 2, можно заключить, что переход к П-образной форме сечения волновода и добавление тонкого диэлектрического слоя под щелевыми излучателями позволяет сместить рабочий интервал частот антенной решетки вниз по диапазону частот без увеличения поперечного сечения волновода.

#### 4. ПЛОСКИЕ ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ НА П-ВОЛНОВОДАХ С ДИЭЛЕКТРИКОМ

Перейдем к построению плоских щелевых антенных решеток для исследования характеристик сканирования в Е-плоскости при задании различного фазового сдвига между линейными элементами. Площадь поверхности  $S$  линейной решетки на П-волноводе сечением 10,7x4,3 мм, исходя из данных табл. 1, равна  $S_1 = 4267,2$  мм<sup>2</sup>, а для линейной решетки на прямоугольном волноводе 15,7x7,8 мм площадь  $S_2 = 5785$  мм<sup>2</sup>. Таким образом, приблизительное равенство площадей поверхностей плоских решеток достигается при 16 элементах на П-волноводах и 12 элементах на прямоугольных волноводах (рис. 3).

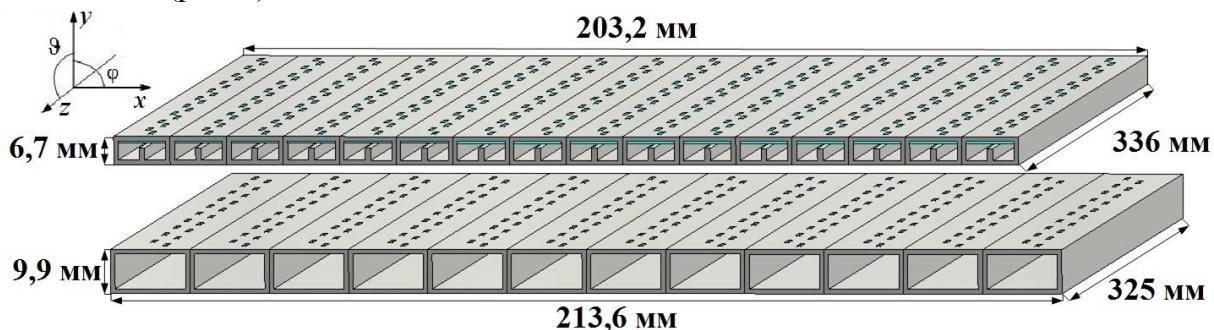


Рис. 3. Конструкции плоских антенных решеток с размерами

Для того, чтобы перейти к анализу антенных характеристик плоских антенных решеток, необходимо предварительно определить угол  $\theta$ , под которым реализуется максимальный коэффициент усиления линейной антенной решетки. Эти данные приведены в табл. 1.

В табл. 3 приведены основные характеристики направленности рассмотренных плоских антенных решеток на прямоугольных волноводах и П-волноводах с различным заполнением. При задании фазового сдвига ( $0^\circ, 40^\circ, 80^\circ, 120^\circ, 140^\circ$ ) между элементами плоской решетки в рассмотрение взяты значение КУ<sub>макс</sub>, направление  $\phi$  главного лепестка (ДН) в Е-плоскости, ширина главного лепестка ДН по уровню -3 дБ, уровень боковых лепестков (УБЛ).

Плоская антенная решетка на прямоугольных волноводах позволяет осуществлять фазовое сканирование в интервале не более 14 градусов по  $\phi$ . Далее уровень побочного максимума ДН значительно превышает значение УБЛ. В связи с этим также наблюдается падение значение КУ. Интервал отклонения главного лепестка ДН плоской решетки на П-волноводах с воздушным заполнением оказывается выше, чем у решетки на прямоугольных волноводах вследствие уменьшения расстояния между линейными элементами. Так, уменьшение периода решетки привело к увеличению интервала сканирования на 3 градуса при задании фазового сдвига  $40^\circ$ . Диэлектрическое заполнение  $\epsilon_1 = 1,5$  и  $g = 0,5$  мм полости П-волновода приводит к увеличению длины волны и как следствие расширению интервала сканирования в Е-плоскости на 2 градуса при задании фазового сдвига  $120^\circ$ . Увеличение диэлектрической проницаемости слоя до  $\epsilon_1 = 2$  и сохранении  $g = 0,5$  мм добавляет еще 2 градуса при том же фазовом сдвиге.

Таблица 3. Антенные характеристики плоских щелевых решеток

Структура	Фаза, град	КУ <sub>макс</sub> , дБ	$\phi$ , град	Ширина ДН по $\phi$ ,	УБЛ, дБ
Прямоугольный волновод 15,8x7,9 мм	0	31,4	90	4,6	-13,3
	40	29,5	97	4,7	-8,8
	80	28,8	104	5,0	-5,2
	120	28,3	112	5,0	-3,0
П-волновод 10,7x4,3 мм	0	31,7	90	4,9	-12,1
	40	31,6	100	5,0	-12,9
	80	61,3	111	5,4	-12,7
	120	30,1	122	5,9	-11,3
П-волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=1,5; \epsilon_2=1,5;$ $g=0,5$ мм;	0	31,1	90	5,3	-11,2
	40	31,1	101	5,4	-12,0
	80	30,9	112	5,8	-12,7
	120	30,0	124	6,5	-12,6
П-волновод 10,7x4,3 мм $\epsilon_1=2; \epsilon_2=1,5;$ $g=0,5$ мм;	0	30,9	90	5,5	-10,8
	40	30,8	101	5,6	-11,6
	80	30,5	113	6,0	-12,9
	120	29,7	126	6,8	-12,4

Для наглядности полученных результатов приведем иллюстрацию 3D ДН по КУ для плоской антенной решетки на прямоугольных волноводах и П-волноводах с различным диэлектрическим заполнением при задании фазового сдвига  $120^\circ$ .

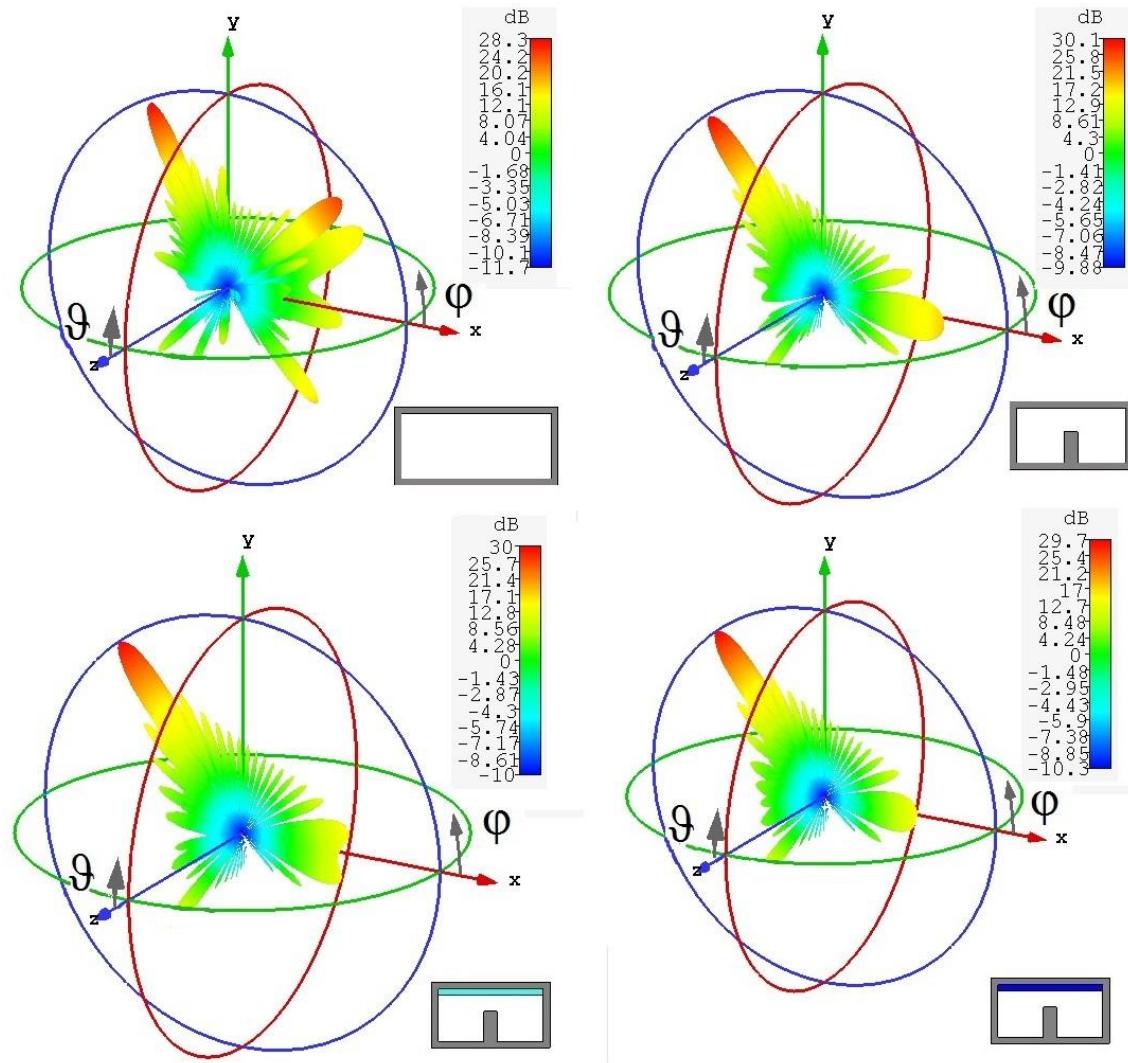


Рис. 4. Диаграммы направленности по КУ при задании фазового сдвига  $120^\circ$

Как видно из рис.4, уровень побочного максимума у плоских решеток на П-волноводах с диэлектрическим заполнением визуально значительно ниже, чем у аналогичной решетки на П-волноводе с воздушным заполнением.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе исследовано применение П-волновода с диэлектрическим заполнением в виде тонкого слоя для понижения рабочего диапазона волновода. На примере волновода сечением  $10,7 \times 4,3$  мм с гребнем высотой  $h = 2,7$  мм, шириной  $2,3$  мм и диэлектрическим заполнением в виде слоя с  $\epsilon_1 = 1,5$  и толщиной  $g = 0,5$  мм продемонстрирована работа линейной антенной решетки в диапазоне частот  $13,6\dots14,85$  ГГц. Двумерная антенная решетка, состоящая из 16-и П-волноводов с диэлектрическим заполнением  $\epsilon_1 = 2$  и толщиной  $g = 0,5$  мм, обеспечила сектор сканирования в плоскости угла  $\phi$  более 72 градусов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. Москва: Радиотехника, 2012, 744 с.
2. Elliot R. S., Antenna Theory & Design. - Wiley-IEEE Press. 2003. 612 p.
3. Josefsson L, Rengarajan S.. Slotted Waveguide Array Antennas: Theory, analysis and design. - Scitech Publishing. 2018. 400 p.
4. Hansen Robert C. Phased Array Antennas.2rd ed.—Wiley,2009,580 p.
5. Mailloux Robert J. Phased Array Antenna Handbook. - Artech House Antennas and Propagation Library. 2005. 515 p.
6. Заргано Г.Ф., Лерер А.М., Пелевин А.О. «Исследование волноводно-щелевой антенной решетки с диэлектрическим заполнением». Физические основы приборостроения. 2020. №3 с. 28-31.
7. Пелевин А. О., Лерер А. М., Заргано Г. Ф. «Исследование антенных решеток на основе волноводно-щелевых антенн с диэлектрическим заполнением». Техника радиосвязи. 2021. Выпуск 1 (48) с. 42–47.
8. Пелевин А.О., Земляков В.В., Заргано Г.В. «Исследование характеристик щелевой антенной решетки на основе П-волноводов». Антенны.- 2018 г. №3 С. 3-7.
9. Пелевин А.О., Заргано Г.В., Вяткина С.В. «Сравнительный анализ ФАР на прямоугольных и гребневых волноводах». – Телекоммуникации.- 2019 г. №3 с. 22-28.
10. Пелевин А.О., Заргано Г.В. «Щелевые антенны на основе П-волновода с частичным диэлектрическим заполнением». 2021. Антенны №1, с. 5-10.
11. Pelevin A.O., Zargano G.F., Pelevin O. Yu., «Planar Slotted Ridged Waveguide Arrays with Dielectric Filling». Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). - 2021.
12. Пелевин А.О., Заргано Г.Ф., Лерер А.М. «Планарные щелевые антенные решетки на П-волноводах с диэлектрическим слоем». 2021. Радиотехника №7. с. 108-114.

## REFERENCES

1. Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays / Ed. by D. I. Voskresensky. M.: Radio Engineering, 2012. - 744 p.
2. Elliot R. S., Antenna Theory & Design. - Wiley-IEEE Press. 2003. 612 p.
3. Josefsson L, Rengarajan S.. Slotted Waveguide Array Antennas: Theory, analysis and design. - Scitech Publishing. 2018. 400 p.
4. Hansen Robert C. Phased Array Antennas.2rd ed.—Wiley,2009,580 p.
5. Mailloux Robert J. Phased Array Antenna Handbook. - Artech House Antennas and Propagation Library. 2005. 515 p.
6. Zargano G.F., Lerer A.M., Pelevin A.O., «Investigation of characteristics of a slotted waveguide antenna with dielectric layer», Physical Bases of Instrumentation, 2020, № 3 pp. 28–31. (in Russian).
7. Pelevin A.O., Zargano G.F., Lerer A.M., «Study of Phased Arrays of Slotted Waveguide Antennas with Dielectric Filling», Radio communication technology, 2021, № 1 pp. 42–47. (in Russian).
8. Pelevin A.O., Zemlyakov V.V., Zargano G.F. « Investigation of characteristics of a single-ridged slotted waveguide antenna». Antennas. 2018. № 3. P. 3–7.
9. Pelevin A.O., Vyatkina S.A., Zargano G.F. « Comparative analysis of radiation patterns of planar phased arrays of slotted rectangular and single-ridge waveguide antennas ». Telecommunications and Radio Engineering. 2019. № 3. P. 22–28.
10. Pelevin A.O., Zargano G.F. «Slotted ridged waveguide antennas with partial dielectric filling». Antennas. 2021 № 1 P. 5–10.
11. Pelevin A.O., Zargano G.F. and Pelevin O. Y., "Planar Slotted Ridged Waveguide Arrays with Dielectric Filling," 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2021, pp. 199-202
12. Pelevin A.O., Zargano G.F., Lerer A.M. Planar slotted ridged waveguide antenna arrays with dielectric layer. Radiotekhnika. 2021.V. 85. № 7. P. 108–114.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕМ-РУПОРНЫХ АНТЕНН ПРИ РАЗЛИЧНЫХ РАЗМЕРАХ АПЕРТУРЫ

А.М. Бобрешов, Г.К. Усков, Н. С. Сбитнев, К.В. Смусева, А.И. Пикус

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»

**Аннотация.** В работе приведены результаты исследования влияния неоднородной диэлектрической линзовой структуры на характеристики направленности и согласования ТЕМ-рупорной антенны при различных размерах апертуры антенны.

**Ключевые слова:** ТЕМ-рупор; линзовая структура; неоднородное диэлектрическое заполнение.

## INVESTIGATION OF THE TEM-HORN CHARACTERISTICS WITH DIFFERENT APERTURE SIZES

A.M. Bobreshov, G.K. Uskov, N. S. Sbitnev, K.V. Smuseva, A.I. Pikus

FSBEI of HE Voronezh State University

**Abstract.** This article presents the results of a study of the influence of an inhomogeneous dielectric lens structure on the directivity and matching characteristics of a TEM horn antenna at various sizes of the antenna aperture.

**Keywords:** TEM horn; lens structure; inhomogeneous dielectric filling.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Благодаря широкой полосе рабочих частот и характеристикам направленности, ТЕМ-рупорные антенны широко используются для работы со сверхширокополосными импульсами в различных системах радиолокации и связи.

Существуют разные методы улучшения характеристик рупорных антенн, такие как: среда из проводов, метаповерхности [1], однородные [2,3] и неоднородные линзы [4]. Все эти методы помогают улучшить различные характеристики антенны, ее коэффициент усиления, КСВ, а также диапазон рабочих углов раскрыва этой антенны.

В работе будет рассмотрено влияние неоднородного диэлектрического заполнения на характеристики согласования и направленности ТЕМ-рупорной антенны при различных размерах апертуры.

### 2. МОДЕЛЬ ТЕМ-РУПОРА С ЛИНЗОВОЙ СТРУКТУРОЙ

Линзы из неоднородного диэлектрика действуют за счет правильного выбора коэффициента диэлектрической проницаемости материала, из которого они сделаны.

В работе [5] была получена формула для распределения диэлектрической проницаемости от угла  $\phi$  (рис. 8)

$$\varepsilon(\varphi) = \varepsilon_{\max} \cos^2(\varphi). \quad (1)$$

Здесь  $\varepsilon_{\max} = \varepsilon(0)$  — диэлектрическая проницаемость материала в главном направлении излучения.

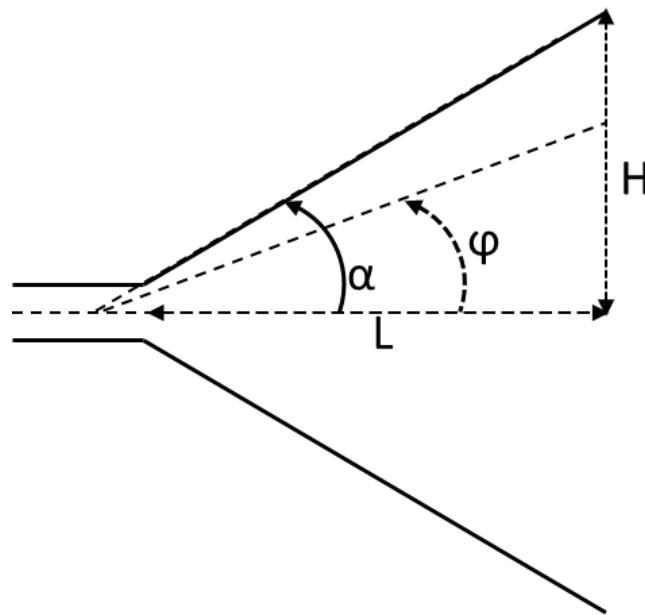


Рис. 1. Геометрические параметры рупора

Для исследования влияния такой линзовой структуры на характеристики ТЕМ-рупора была построена следующая модель: длина рупора была  $L=150$  мм и ширина апертуры  $W = 130$  мм (рис. 2) фиксированы. Размер апертуры менялся за счет увеличения угла раскрыва  $\alpha$  от 10 до 85 градусов. Модель линзовой структуры представляет собой набор пирамидальных элементов с диэлектрической проницаемостью, определенной по формуле 1.

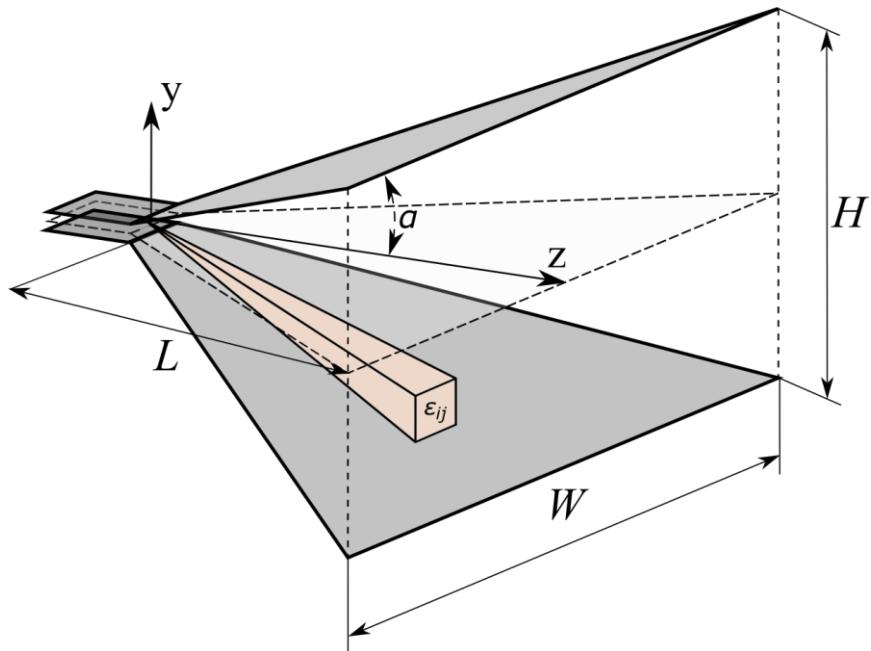


Рис. 2. Модель рупорной антенны

Моделирование ТЕМ рупора с диэлектрическим заполнением проводилось методом конечных разностей во временной области (FDTD) с использованием граничных условий типа PML (perfectly matched layer).

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ

В результате моделирования были получены зависимости коэффициента усиления в главном направлении и в направлении максимума диаграммы направленности для разных углов раскрыва  $\alpha$  TEM-рупора без линзовой структуры (рисунок 3) и с ней (рисунок 4).

Из графиков видно, что для рупорной антенны с диэлектрическим заполнением коэффициент усиления значительно выше во всем диапазоне частот, чем в случае без заполнения. Можно так же заметить, что в главном направлении и в максимуме ДН для углов менее 55 градусов зависимости совпадают во всем рассматриваемом диапазоне частот в случае антенны с диэлектрическим заполнением. Причем, для малых углов (от 10 до 25 градусов) зависимости практически совпадают, что позволяет менять размеры TEM-рупора в этих пределах, при этом сохраняя коэффициент усиления.

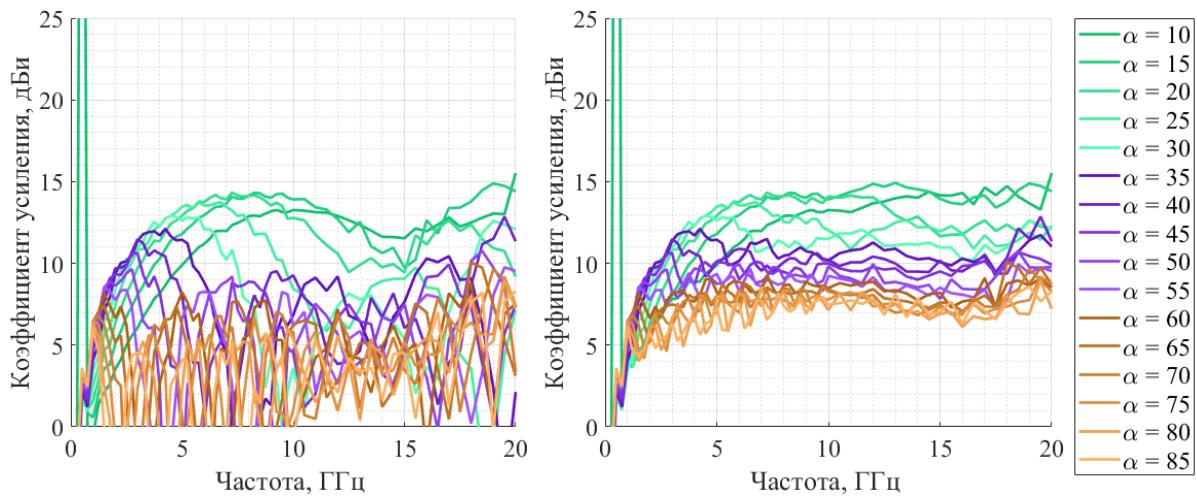


Рис.3. КУ рупора без линзовой структуры: а) в главном направлении, б) в направлении максимума ДН

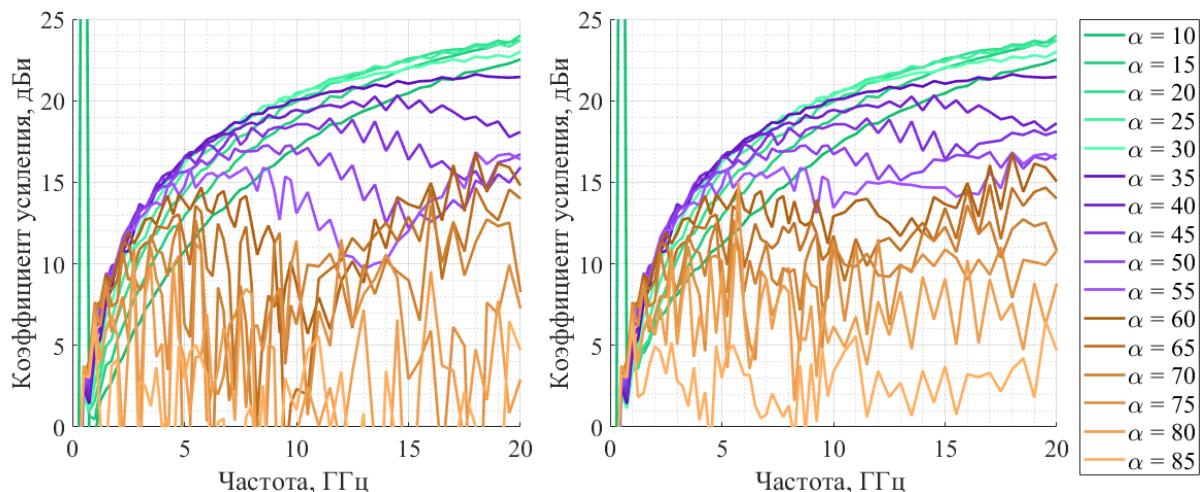


Рис.4. КУ рупора с линзовой структурой: а) в главном направлении, б) в направлении максимума ДН

При расчете полосы рабочих частот по согласованию антенны с фидерной линией, критерием служило значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН): антенна считалась работающей на данной частоте при значении КСВН меньше или равном 3.

На рисунках 5 и 6 представлены зависимости верхних (синяя линия) и нижних (красная линия) рабочих частот от угла  $\alpha$  по КСВН для рупора без линзы и с линзовой структурой.

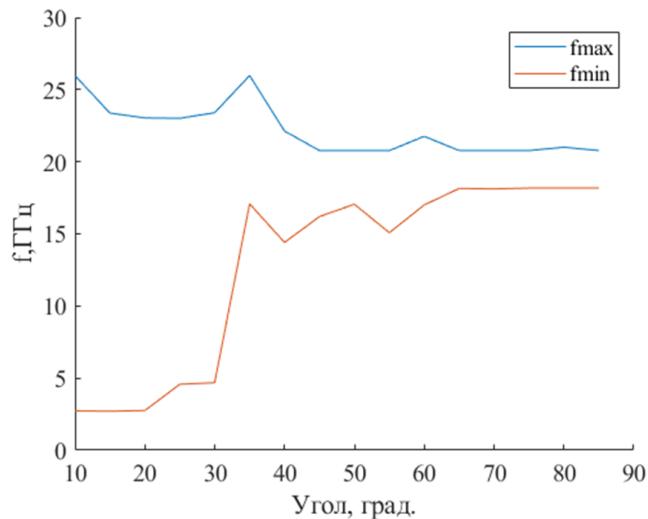


Рис. 5. Зависимость верхних (синяя линия) и нижних (красная линия) рабочих частот от угла  $\alpha$  по КСВ для рупора без линзы

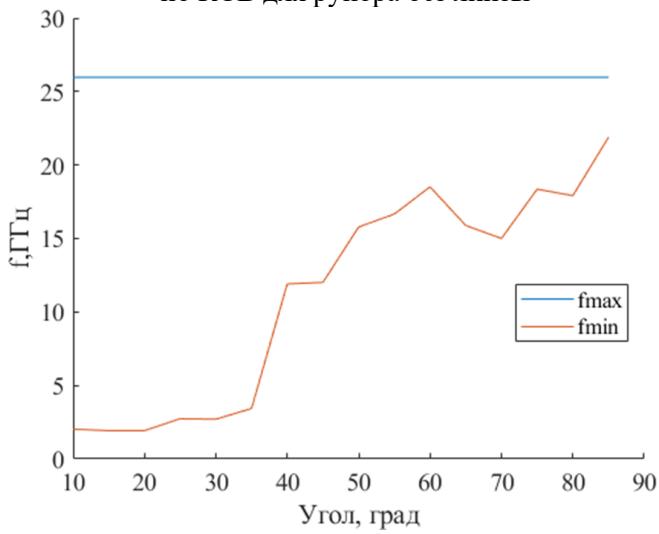


Рис. 6. Зависимость верхних (синяя линия) и нижних (красная линия) рабочих частот от угла  $\alpha$  по КСВ для рупора с линзой

Как видно из графиков, в рупоре без линзы начиная с угла раскрыва в 30 градусов и выше антенна перестает быть сверхширокополосной. При этом, рупор с линзовой структурой соответствует данному условия и при больших углах раскрыва. Отметим, что в случае рупорной антенны с линзовой структурой верхняя рабочая частота находится выше показанной на графиках, поскольку моделирование производилось только на частотах от 100МГц до 26 ГГц.

#### **4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

В данной работе были исследованы зависимости КУ в главном направлении и в направлении максимума ДН для различных размеров апертуры антенны.

Из полученных данных можно сделать следующие выводы:

- линзовая структура позволяет добиться стабильности диаграммы направленности в большей полосе частот при углах раскрыва менее 60 градусов;
- коэффициент усиления ТЕМ-рупора с линзовой структурой значительно выше, чем без нее при любых размерах апертуры;
- слабая зависимость КУ от угла раскрыва позволяет варьировать размерами апертуры без потери в усилении;
- рабочая полоса частот по согласованию для антенны с линзовой структурой выше при всех углах раскрыва антенны.

#### **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. Метаматериалы в антенной технике. URL: [http://ASF.ural.ru/VNKSF/Itogi/re\\_v24/Nauka/Presentation/15/Odit.pdf](http://ASF.ural.ru/VNKSF/Itogi/re_v24/Nauka/Presentation/15/Odit.pdf)
2. Ефимова Н.А., Калошин В.А., Скородумова Е.А. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ-антенны // РЭ, 2012, том 57, № 9, 1020-1027.
3. Зелкин Е.Г., Петрова Р.А. Линзовые антенны. М., Сов. радио, 1974. 280 с.
4. Bobreshov A, Uskov G, Smuseva K, Sbitnev N. Experimental Study of the Characteristics of Ultrawideband TEM Horn with the Dielectric Filling. In: 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC). ; 2020; Moscow, Russia: 189–191.
5. Бобрешов А.М., Усков Г.К., Смусева К.В., Сбитнев Н.С.// Применение диэлектрического заполнения для управления формой диаграммы направленности антенны/ Радиолокация, навигация, связь: XXV Международная научно-техническая конференция. 2019. Т. 5. С. 24-30.
6. Clemens M., Weiland T. Discrete electromagnetism with the finite integration technique//Progress in Electromagnetic Research. – 2001. – №32. – P. 65 – 87.

#### **REFERENCES**

1. Metamaterials in antenna technology. URL: [http://ASF.ural.ru/VNKSF/Itogi/re\\_v24/Nauka/Presentation/15/Odit.pdf](http://ASF.ural.ru/VNKSF/Itogi/re_v24/Nauka/Presentation/15/Odit.pdf)
2. Efimova N.A., Kaloshin V.A., Skorodumova E.A. “The study of TEM horn-lense antenna”, Radiotechnics and electronics, 2012, v. 57, n. 9, pp. 1020-1027.
3. Zelkin E.G., Petrova R.A. Antennas with lenses. Moscow, Soviet Radio, 1974.-281p.
4. Bobreshov A, Uskov G, Smuseva K, Sbitnev N. Experimental Study of the Characteristics of Ultrawideband TEM Horn with the Dielectric Filling. In: 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC). ; 2020; Moscow, Russia: 189–191.
5. Bobreshov AM, Uskov GK, Smuseva KV, NS Sbitnev// Application of dielectric filling for controlling the form of an antenna pattern / Radiolocation, navigation, communication: XXV International Scientific and Technical Conference. 2019.Vol. 5.P. 24-30.
6. Clemens M., Weiland T. Discrete electromagnetism with the finite integration technique//Progress in Electromagnetic Research. – 2001. – №32. – P. 65 – 87.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛОЙ АНТЕННЫ УКВ ДИАПАЗОНА, В СОСТАВЕ КОТОРОЙ ИСПОЛЬЗУЕТСЯ ФЕРРИТ

В. В. Блинов<sup>1</sup>, В. И. Николаев<sup>2</sup>, Ю. Г. Пастернак<sup>3</sup>, В. А. Пендюрин<sup>4</sup>

<sup>1</sup> АО «НКТБ «Феррит», Воронеж, Россия

<sup>2</sup> АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

<sup>3</sup> Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

<sup>4</sup> АО «НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Исследование включает в себя изучение возможности применения феррита в качестве импедансно-согласованной среды для минимизации коэффициента отражения электромагнитных волн от входа излучателя антенны путем размещения антенны внутри ферритового шара. Такое использование ферритового материала позволяет в несколько раз уменьшить размеры излучателя, а также увеличить КПД антенны путем уменьшения суммарных потерь.

**Ключевые слова:** ферритовый материал, коэффициент отражения, КПД антенны.

## STUDY OF ELECTRICALLY SMALL VHF ANTENNA WITH FERRITE

V. V. Blinov<sup>1</sup>, V. I. Nikolaev<sup>2</sup>, Y. G. Pasternak<sup>3</sup>, V. A. Pendyurin<sup>4</sup>

<sup>1</sup> JSC "SDTB "Ferrit", Voronezh, Russia

<sup>2</sup> JSC "Concern" Sozvezdie", Voronezh, Russia

<sup>3</sup> Voronezh State Technical University (VGTU), Voronezh, Russia

<sup>4</sup> JSC NPP "Automated communication systems", Voronezh, Russia

**Abstract.** The purpose of this study is to study the possibility of using ferrite as an impedance-matched medium to minimize the reflection coefficient of electromagnetic waves from the antenna input by placing the antenna inside a ferrite ball. Such use of ferrite material allows several times to reduce the size of the emitter, as well as to increase the efficiency of the antenna by reducing the total losses.

**Keywords:** ferrite material, reflection coefficient, antenna efficiency

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Стимулом для исследования электрически малых антенн, в частности, послужило активное развитие космической техники, где вопрос снижения габаритов стоит особенно остро, а также такие антенны представляют большой практический интерес для профессиональной мобильной радиосвязи в УКВ диапазоне.

Антенны с существенно уменьшенными габаритными размерами также востребованы в аппаратуре связи бортового и мобильного базирования, а также – в стационарной аппаратуре, где пространство для расположения антенны жестко ограничено.

Следует отметить, что миниатюризация антенны является противоречивым процессом, который неизбежно приводит к росту ее добротности и сужению полосы рабочих частот. Кроме того, увеличение добротности сопровождается снижением коэффициента полезного действия (КПД) антенны.

Фундаментальная теория где устанавливается связь между добротностью и размерами антенн описана в работах Чу и Харрингтона [1]. В ряде работ, в частности [2], для электрически малых антенн, выявлены общие закономерности поведения

предельных характеристик добротности. Вместе с тем, информации о поведении и количественной оценке КПД в литературе явно недостаточно, хотя известно, что этот показатель непосредственно связан с электрическим размером антенны [3].

В некоторых странах, в частности – в США производятся импедансно-согласованные материалы, у которых значения относительных диэлектрической и магнитных проницаемостей близки. Их использование позволяет уменьшить размеры антенн в число раз, определяемого коэффициентом преломления среды, при этом на границе раздела среды и воздуха не возникает отражений, т.к. характеристические сопротивления среды и воздуха равны. Данные материалы запрещены к поставкам в Россию. В России подобные материалы, к сожалению, не выпускаются. Поэтому актуальным является поиск подходящих выпускаемых материалов для использования в качестве импедансно-согласованной среды.

## 2. ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ АНТЕННЫ

Целью проведения исследования является использование феррита, с близкими значениями относительных диэлектрической ( $\epsilon$ ) и магнитной проницаемостей ( $\mu$ ) в качестве импедансно-согласованной среды, на границе раздела которой с воздухом не будет существенных отражений. При этом размеры антенны можно сократить в  $\sqrt{\mu \cdot \epsilon}$  раз, что и будет являться для нас полезным эффектом в данном случае – миниатюризация антенны.

Естественно, за миниатюризацию антенны, в соответствии с критерием Чу-Харрингтона мы платим уменьшением произведения КПД на относительную ширину полосы рабочих частот. В данном случае – и КПД существенно снижается (-6 дБ, или около 25%), и полоса будет узкая. Однако габариты антенны будут существенно снижены, что и является нашей целью.

Требования к размещению антенны на объекте приведены на рисунке 1.

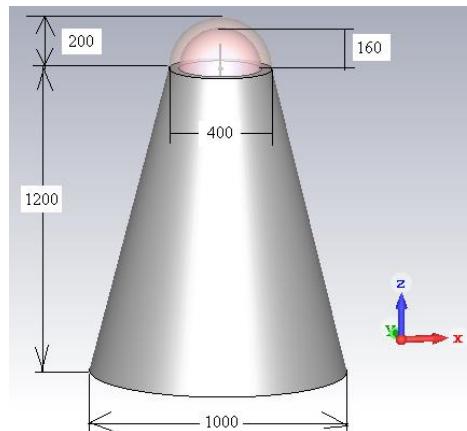


Рис. 1. Требования по размещению антенны на объекте.

Антенна должна размещаться на стальной тумбе в виде конуса и представлять собой полусферу, накрытую радиопрозрачным колпаком. Радиопрозрачный колпак, в виде полусферы внешним радиусом 200 мм предполагается изготовить из высокопрочной керамики толщиной 40 мм. Диаметр верхней части конуса составляет 400 мм.

В качестве антенны, удовлетворяющей вышеизложенным требованиям, предлагается использовать антенну на основе петлевого вибратора Пистолькорса размещенного внутри ферритового шара диаметром 320 мм.

Ферритовый шар диаметром 320 мм предложено выполнить из феррита марки 20ВН ПЯ0.707.074 ТУ [4]. Основное свойство данного феррита – низкая зависимость от температуры, высокая добротность, стабильная начальная магнитная проницаемость и возможность работы вплоть до 99 МГц. Феррит марки 20 ВН имеет технические характеристики, представленные в таблице 1.

Таблица 1. Характеристики феррита марки 20ВН

Относительная магнитная проницаемость, $\mu$	Относительная диэлектрическая проницаемость, $\epsilon$	Добротность Q, не менее, при частоте 30 МГц	Рабочий интервал температур, °C	Относительный температурный коэффициент, $\alpha$ в интервале температур - 2÷20°C
20	15	100	-60÷125	$10^6$

Внешний вид такой антенны, размещенной на вершине усеченного конуса из металла, показан на рисунке 2.

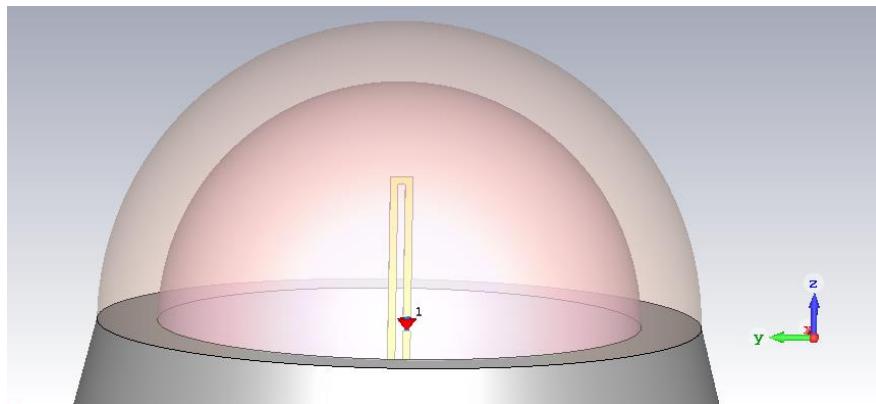


Рис. 2. Внешний вид модели антенны на основе вибратора Пистолькорса в ферритовом шаре накрытой радиопрозрачным колпаком.

На рисунке 3 показаны результаты моделирования согласования антенны.

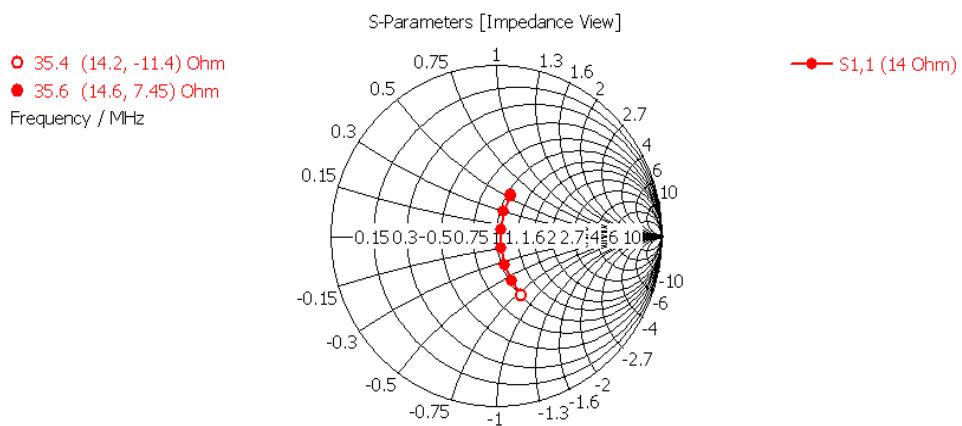


Рис. 3. Номограмма Вольперта-Смита при волновом сопротивлении фидера 14 Ом.

На рисунке 4 показаны результаты моделирования коэффициента отражения от входа антенны (дБ) (в зависимости от частоты) при волновом сопротивлении фидера 14 Ом.

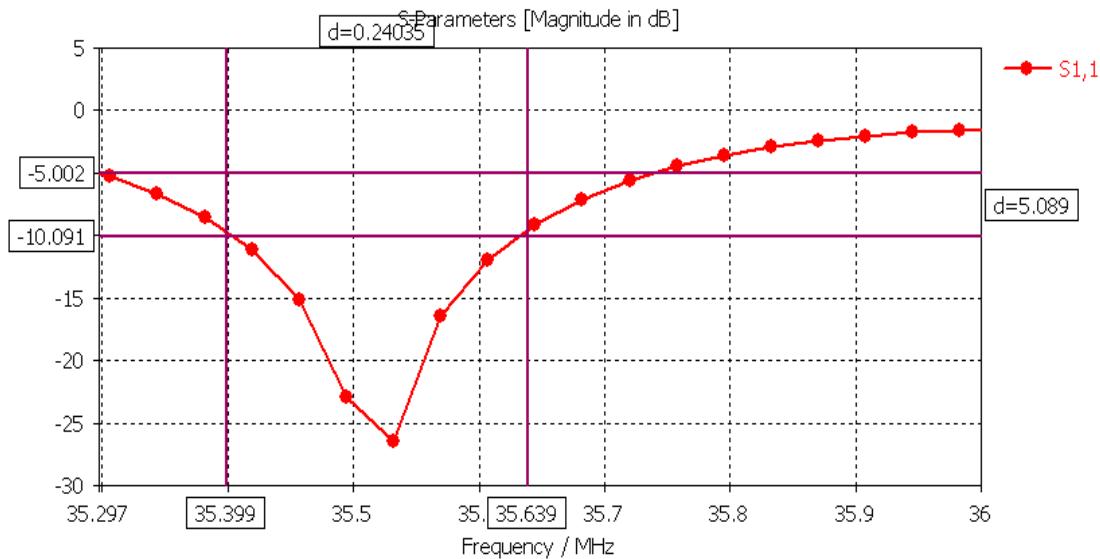


Рис. 4. Коэффициент отражения от входа антенны (дБ) при волновом сопротивлении фидера 14 Ом.

На рисунке 5 показаны результаты моделирования потерь в антенне (дБ): красная линия (точки) – без учета согласования; зеленая (треугольники) – с учетом согласования (суммарные потери) в зависимости от частоты.

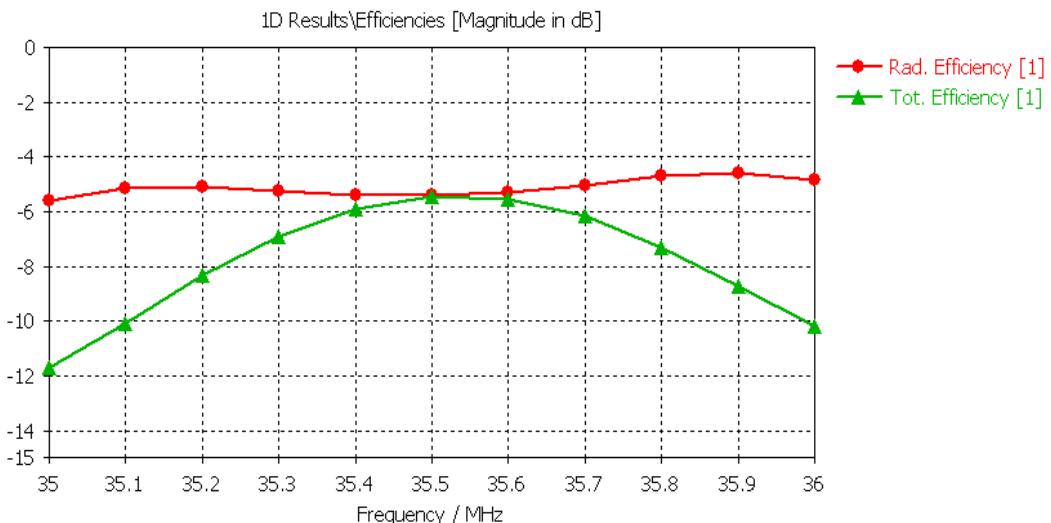


Рис. 5. Потери в антенне (дБ): красная линия (точки) – без учета согласования; зеленая (треугольники) – с учетом согласования (суммарные потери).

На рисунке 6 показаны результаты моделирования ДН антенны, размещенной над идеально проводящей и бесконечно протяженной полуплоскостью, на частотах 35 и 35,5 МГц.

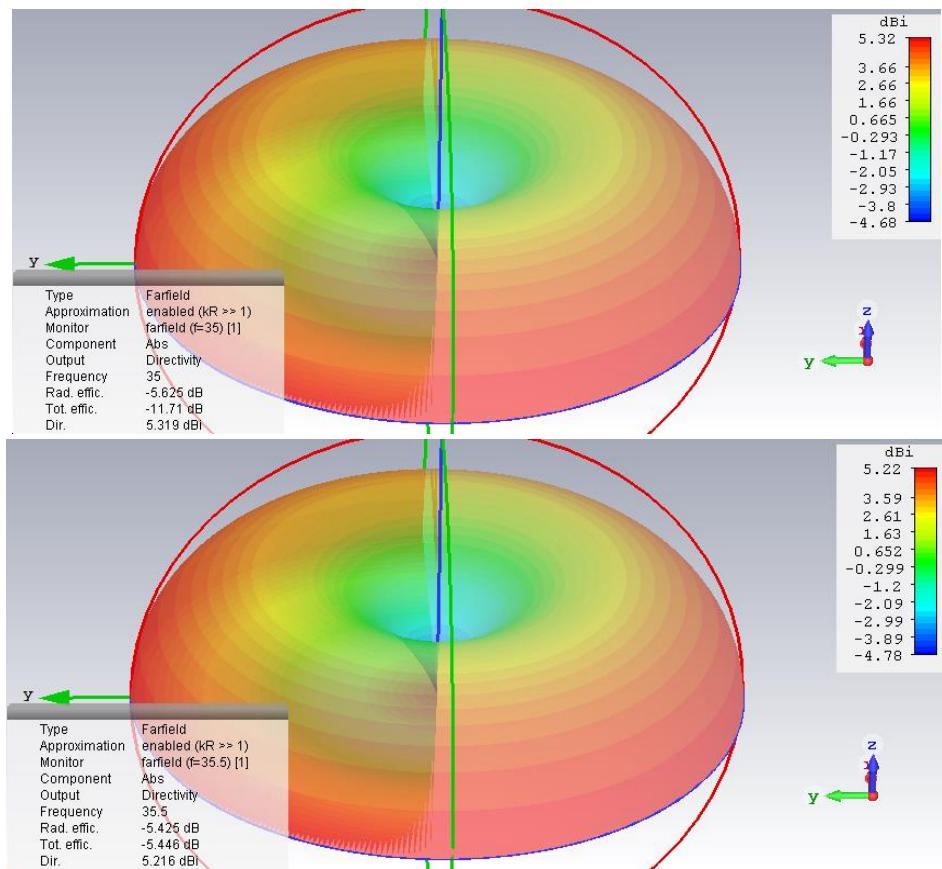


Рис. 6. Диаграмма направленности антенны, размещенной над идеально проводящей и бесконечно протяженной полуплоскостью, на частотах 35 и 35,5 МГц.

На рисунке 7 показан результат моделирования ДН антенны, размещенной над идеально проводящей и бесконечно протяженной полуплоскостью, на частоте 36 МГц.

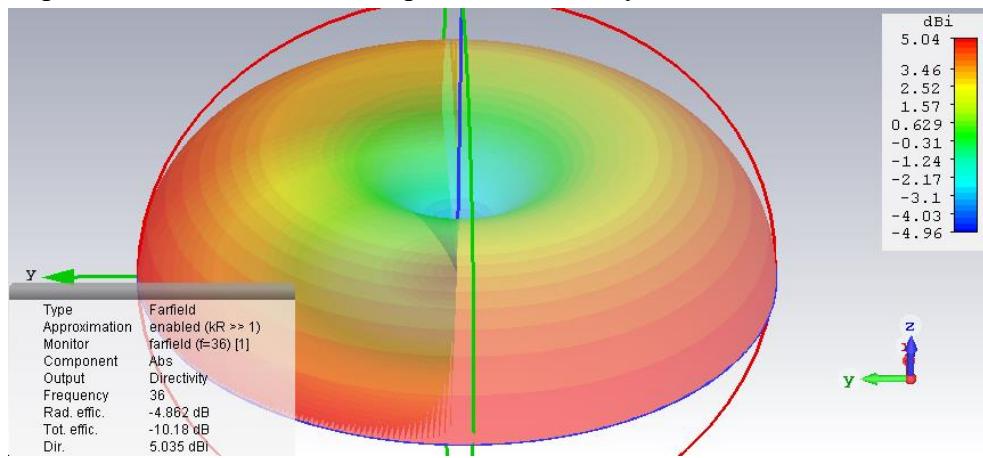


Рис. 7. Диаграмма направленности антенны, размещенной над идеально проводящей и бесконечно протяженной полуплоскостью, на частоте 36 МГц.

В ходе следующего эксперимента предложено изготовить электрически малую antennу, изображенную на рисунке 8 следующей конструкции: к железобетонному фундаменту «пешке» прикреплено стальное кольцо, зазор между «пешкой» и кольцом заполнен также ферритовым материалом марки 20ВН. Толщина ферритового кольца составляет 100 мм, высота кольца – 127 мм.

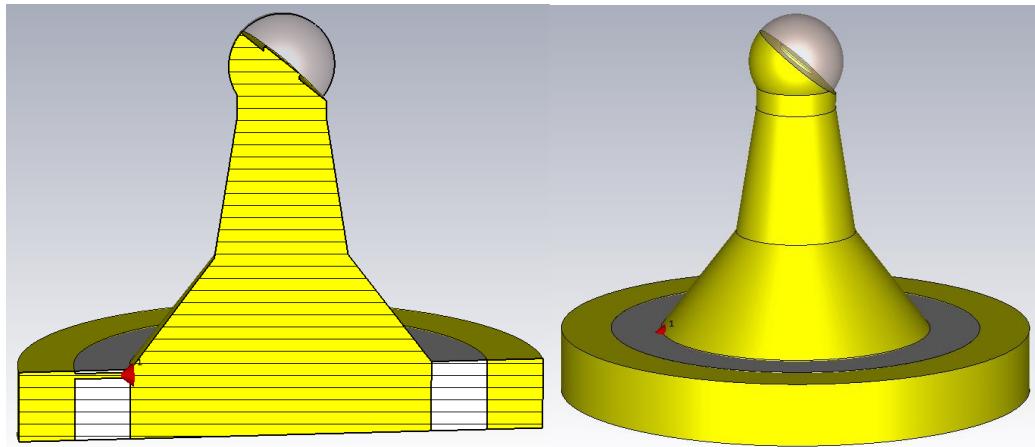


Рис. 8. Антенна в виде «пешки» с четвертьволновым стаканом из феррита марки 20ВН.

Зависимость коэффициента отражения от частоты представлен на рисунке 9.

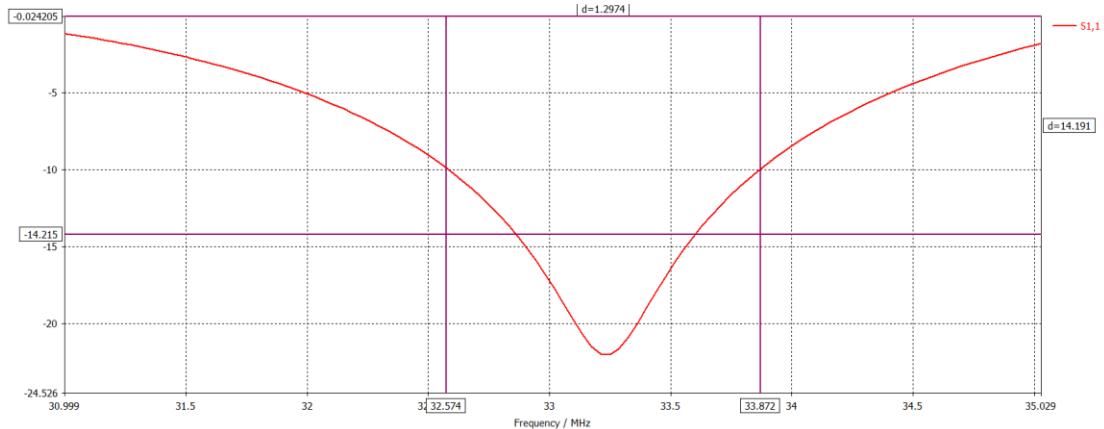


Рис. 9. Коэффициент отражения антенна в виде «пешки».

Из приведенной зависимости видно, что полоса рабочих частот по уровню коэффициента отражения (-10 дБ) составляет 1.3 МГц, а по уровню коэффициента отражения (-6.5 дБ) - 2 МГц. Потери антенны составили – не более 12 дБ, и показаны на рисунке 10. Диаграмма направленности – тороидальная, как у штыря.

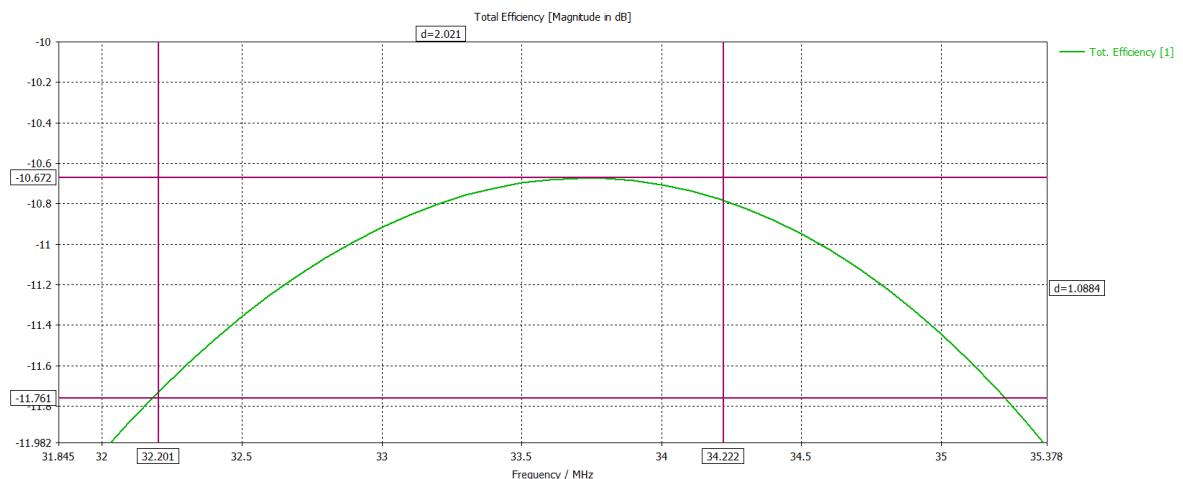


Рис. 10. Зависимость потерь антенны в виде «пешки» от частоты.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Феррит марки «20 ВН» (диэлектрическая проницаемость – 15, магнитная проницаемость – 20, диаметр – 320 мм, масса – около 70 кг) используется в качестве импедансно-согласованной среды с воздухом благодаря близким относительным значениям диэлектрической и магнитной проницаемостей феррита данной марки. На границе феррита и воздуха (радиопрозрачный колпак тонкий по сравнению с длиной волны в диэлектрике и не оказывает значительных отражений) отражения волн являются несущественными.

2. Использование феррита позволяет в  $\sqrt{\mu \cdot \epsilon}$  раз уменьшить размеры излучателя и в значительной степени «отвязать» излучатель от стального конуса.

3. КПД антенны выше 10% в полосе частот от 35.1 до 36 МГц (2.5%), на рис. 5 - зеленая линия (треугольники) (суммарные потери, дБ).

4. Полоса частот по согласованию – около 0.6% по уровню коэффициента отражения -10 дБ. Условия эксплуатации таковы, что необходимо использование АСУ, поэтому это не является проблемой.

5. Для запитки антенны от коаксиального кабеля 50 Ом можно использовать трансформатор с коэффициентом трансформации сопротивления 4:1 (среднее значение входного сопротивления антенны – около 14 Ом).

6. Антенна в виде «пешки» с четвертьволновым стаканом из феррита характеризуется существенно более высокой механической прочностью, чем изолированный от подстилающей поверхности штырь, за счет того, что плечо монополя непосредственно может быть закреплено к металлической плате без изолятора.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Chu L. J. Physical limitations on omni-directional antennas // J. Appl. Phys. 1948. Vol. 19 P. 1163–1175.
2. Mc Lean J. S. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas // IEEE Trans. Ant. Prop. 1996. Vol. 44, №5. P. 672–676.
3. Kraus, J. D., Antennas: Second Edition, New Delhi // McGraw Hill, Inc., 1997. P.892.
4. Разработка и производство магнитомягких материалов (ферритов) // Санкт-Петербург. ОАО «ЗаводМагнетон»: Санкт-Петербург, 2021, свободный доступ на сайт: URL: [http://www.magneton.ru/cat.php?id=134#main\\_top](http://www.magneton.ru/cat.php?id=134#main_top) (дата обращения: 11.05.2021).

### REFERENCES

1. Chu L. J. Physical limitations on omni-directional antennas // J. Appl. Phys. 1948. Vol. 19 P. 1163–1175.
2. Mc Lean J. S. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas // IEEE Trans. Ant. Prop. 1996. Vol. 44, №5. P. 672–676.
3. Kraus, J. D., Antennas: Second Edition, New Delhi // McGraw Hill, Inc., 1997. P.892.
4. Development and production of soft magnetic materials (ferrites) // St. Petersburg. JSC "ZavodMagneton": St. Petersburg, 2021, free access to the website: URL: [http://www.magneton.ru/cat.php?id=134#main\\_top](http://www.magneton.ru/cat.php?id=134#main_top) (date of access: 05/11/2021).

## ИССЛЕДОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ СВОЙСТВ ЭКРАНОВ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА В ЦЕЛЯХ УВЕЛИЧЕНИЯ РАЗВЯЗКИ МЕЖДУ ВИБРАТОРАМИ

М. А. Бузова<sup>1</sup>, А. Д. Красильников<sup>1</sup>, Н. А. Носов<sup>1</sup>, А. В. Шляхов<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (АО «СИП РС»), Самара, РФ

<sup>2</sup>ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики»  
(ФГБОУ ВО ПГУТИ), Самара, РФ

**Аннотация.** В работе численным путем показано, что экраны из метаматериала обладают рядом интересных свойств, позволяющих увеличивать развязку между антеннами, расположенными по разные стороны от этого экрана.

**Ключевые слова:** электромагнитная совместимость, верхние площадки башен, электромагнитные экраны, развязка.

## STUDY OF SOME PROPERTIES OF METAMATERIAL SCREENS IN PURPOSES OF INCREASING ISOLATION BETWEEN VIBRATORS

M. A. Buzova<sup>1</sup>, A. D. Krasilnikov<sup>1</sup>, N. A. Nosov<sup>1</sup>, A. V. Shlyahov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>JSC «Samara innovative business of radio systems» (JSC «SIB RS»), Samara, RF

<sup>2</sup>Federal State Budget Educational Institution of Higher Education

«Povelzhskiy State University of Telecommunications and Informatics» (FSBEI HE PSUTI), Samara, RF

**Abstract.** In the work, it is shown numerically that screens made of metamaterial have a number of interesting properties that allow increasing the isolation between antennas located on opposite sides of this screen.

**Keywords:** electromagnetic compatibility; upper platforms of the towers; electromagnetics screens; isolation between antennas.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

К проблеме размещения большого количества разнообразных антенно-фидерных устройств (АФУ) на верхних площадках различных башен или мачт авторы обращаются уже далеко не первый раз, в том числе, и в рамках данной конференции [1 – 3]. Однако, прогресс не стоит на месте. С одной стороны, бурное развитие систем телекоммуникаций привело к еще большим ужесточениям требований, предъявляемых к размещаемым комплексам АФУ, в части обеспечения характеристик по назначению, электромагнитной совместности (ЭМС) и безопасности. С другой стороны, развитие прикладной электродинамики и материаловедения привело к появлению новых материалов (в частности, метаматериалов), обладающих уникальными электродинамическими свойствами [4]. Следовательно, произошедшие за последние годы изменения позволяют совершенно по-новому подойти к решению задачи обеспечения всех заданных требований при размещении комплексов АФУ в ограниченных условиях пространства [1 – 3].

### 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Хорошо известно, что электромагнитные структуры из метаматериала обладают резонансными свойствами, т.е. на собственных резонансных частотах структуры

становятся непроницаемыми для электромагнитных волн [4]. Иными словами, структуры из метаматериала становятся подобными металлическим. В то же время, на остальных частотах, не совпадающих с резонансными, структуры становятся почти прозрачными для электромагнитных волн. Именно эти свойства и используются при построении экранов из метаматериала и использовании их для повышения значений развязки между взаимодействующими антеннами.

Ранее авторами уже был проведен ряд теоретических исследований, касающихся сравнения электромагнитных экранов с различными свойствами [5]. В рамках подготовки данного доклада были проведены дополнительные теоретические исследования влияния экрана из метаматериала на развязку между вибраторами, расположенными над металлической поверхностью, имитирующей крышу. В рамках исследований проводилось оценивание диаграмм направленности (ДН) вибраторов, а также развязки между ними. Электродинамическое моделирование системы проводилось стандартными методами интегральных уравнений и физической оптики.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

В качестве примера приведем здесь некоторые результаты исследований. На рисунке 1 представлены результаты расчетов распределения токов в рассматриваемой системе, а также диаграмма направленности активного вибратора. Рисунок 1, а) соответствует частоте излучения 500 МГц, а рисунок 1, б) – частоте 656 МГц, что, в свою очередь, соответствует резонансной частоте экрана из метаматериала.

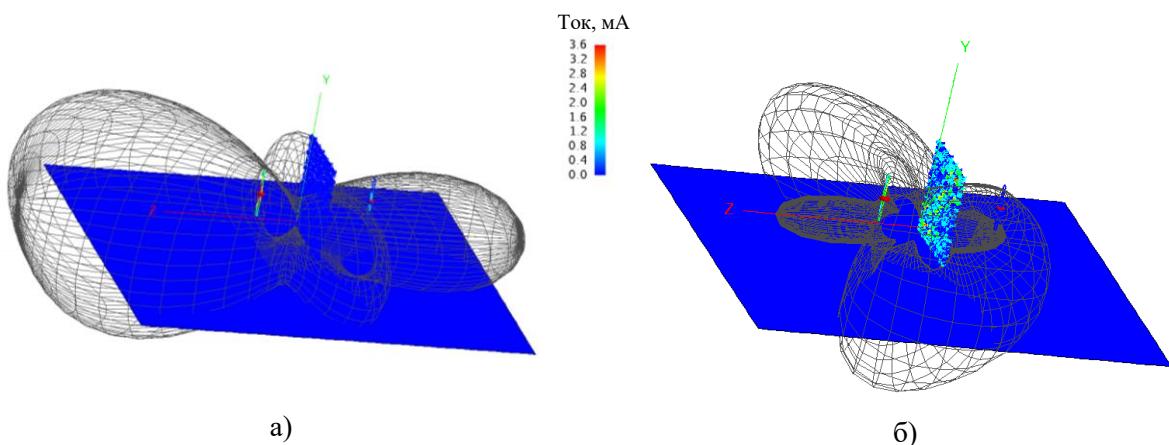


Рис. 1. Распределение токов в системе и ДН вибратора.

Из представленных результатов можно сделать следующие выводы. Во-первых, на резонансной частоте токи, наведенные на экране, оказываются существенно больше, чем на других частотах. Во-вторых, излучение «назад» (по направлению ко второму вибратору) существенным образом уменьшается, за счет чего как раз и увеличивается развязка между антеннами. И, наконец, в-третьих, существенным образом увеличивается «боковое» (параллельное плоскости экрана) излучение.

При этом именно за счет указанных выше эффектов удалось достичь увеличения развязки между вибраторами на 10 дБ.

Вполне очевидно, что реальные системы связи, расположенные на верхних площадках башен или мачт, состоят из большого числа разнообразных АФУ, и подобный подбор экранов из метаматериала придется проводить для каждой пары мешающих друг другу антенн.

#### **4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Таким образом, полученные в данном докладе результаты повышения развязки между близко расположенными вибраторами с помощью малогабаритного экрана из метаматериала могут быть использованы на практике разработчиками АФУ при размещении нового АФУ на верхних площадках башен или мачт, а также операторами связи, отвечающими за соответствующие объекты, для улучшения ЭМС на объектах.

#### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Бузова М.А., Красильников А.Д., Носов Н.А. Аналитическое проектирование антенных систем подвижной радиосвязи, содержащих большое количество антенн в ограниченной области пространства на верхних площадках опор // XII международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, апрель 2006 г.). – Воронеж, 2006. – С. 433 – 439.
2. Бузова М.А., Носов Н.А., Юдин В.В. Определение вариантов локального размещения комплекса основных и резервных антенн подвижной радиосвязи двух диапазонов // XIV международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 15 – 17 апреля 2008 г.). – Воронеж, 2008. – С. 491 – 499.
3. Бузова М.А., Носов Н.А., Юдин В.В. Оптимизация размещения вновь вводимого антенно-фидерного устройства на действующем локальном стационарном объекте с различными видами радиосвязи // XV международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 14 – 16 апреля 2009 г.). – Воронеж, 2009. – С. 496 – 502.
4. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2006. – 376 p.
5. Бузов А.Л., Бузова М.А., Карлов Ал.В., Носов Н.А., Шляхов А.В. Повышение развязки между антennами, расположенными на верхних площадках башен, за счет использования экранов со сложной геометрией // Радиотехника. – 2020. – Т. 84. – № 6 (11). – С. 6 – 14.

#### **REFERENCES**

1. Buzova M.A., Krasilnikov A.D., Nosov N.A. Analytical design of antenna systems for mobile radio communication, containing a large number of antennas in a limited area of space on the upper platforms of the supports // XII International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communication" (Voronezh, April 2006). – Voronezh, 2006. – P. 433 – 439.
2. Buzova M.A., Nosov N.A., Yudin V.V. Determination of options for local placement of a complex of main and backup antennas for mobile radio communication of two bands // XIV International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communication" (Voronezh, April 15 – 17, 2008). – Voronezh, 2008. – P. 491 – 499.
3. Buzova M.A., Nosov N.A., Yudin V.V. Optimization of the placement of the newly introduced antenna-feeder device on the existing local stationary facility with various types of radio communication // XV International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communication" (Voronezh, April 14 – 16, 2009). – Voronezh, 2009. – P. 496 – 502.
4. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2006. – 376 p.
5. Buzov A.L., Buzova M.A., Karlov Al.V., Nosov N.A., Shlyahov A.V. Increasing the isolation between antennas located on the upper platforms of the towers through the use of screens with complex geometry // Radioengineering. – 2020. – V. 84. – No. 6 (11). – P. 6 – 14.

## КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ РАДИОСВЯЗИ

А. Ю. Лафицкий<sup>1</sup>, А. И. Поздняков<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предложен, практически реализован в СВЧ радиомодеме на основе кольцевой цифровой антенной решётки и апробирован комбинированный метод пространственно-временной обработки сигнала, позволяющий эффективно компенсировать как аддитивные помехи различного типа (гармонические, шумовые, импульсные, сигналоподобные), так и мультипликативные, возникающие из-за многолучевого распространения сигнала. Практически доказана необходимость повышения устойчивости адаптивных алгоритмов для работы в условиях, связанных с неточностями калибровки каналов антенной решетки, с ошибкой определения направления прихода полезного сигнала и другими дестабилизирующими факторами. Было показано, что данную задачу можно решить путем регуляризации корреляционной матрицы.

**Ключевые слова:** антенная решетка; адаптивный алгоритм; диаграмма направленности; подавление помех; GSC; MMSE; LMS.

## COMBINED SPATIAL FILTERING METHOD FOR MULTICHANNEL RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

A. U. Lafitskiy<sup>1</sup>, A. I. Pozdnyakov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>JSC “Concern “Sozvezdie”, Voronezh, Russia

**Abstract.** A spatial filtering method is presented and implemented for circular array based UHF wireless modem. Proposed method effectively cancels different types of additive (narrowband, wideband, impulse, signal-like) and multiplicative interferences caused by multipath signal propagation. The effects of calibration error, signal direction of arrival mismatch and non-isotropic response of array elements are considered, and solution for improving robustness of algorithm is proposed.

**Keywords:** antenna array; adaptive algorithm; beam pattern; interference cancellation; GSC; MMSE; LMS.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в системах радиосвязи всё большее применение находят радиомодемы на основе малоэлементных антенных решёток. Данные устройства позволяют не только оперативно формировать диаграмму направленности (ДН) в направлении полезного сигнала, но и адаптивно её настраивать для возможности функционирования в сложной электромагнитной обстановке. Алгоритмы пространственной фильтрации и формирования диаграммы направленности для антенных решёток достаточно хорошо описаны в различных источниках [1, 2]. При этом различные критерии оптимизации позволяют выполнять обработку сигнала в зависимости от назначения системы и априорных данных, а известные алгоритмы поиска оптимального решения предоставляют выбор между скоростью и точностью

получаемого решения, арифметической и алгоритмической сложностью метода решения задачи.

Однако, в практических приложениях параметры системы могут отличаться от идеальных, что приведёт к ухудшению работы адаптивных алгоритмов в режиме реального времени. Так, калибровка каналов в антенной решётке не может быть выполнена идеально, угол прихода полезного сигнала определяется с конечной точностью и разрешением, а парциальные диаграммы направленности отдельных излучателей могут отличаться от диаграмм направленности в составе антенной системы.

Поэтому в работе ставилась задача, во-первых, оценить степень влияния описанных выше ошибок на различные параметры и характеристики радиомодема на основе кольцевой антенной решётки при различных алгоритмах пространственной фильтрации, а, во-вторых, предложить практически реализуемые алгоритмические подходы к повышению эффективности работы адаптивной многоканальной системы в условиях сложной электромагнитной обстановки при наличии данных ошибок.

## **2. КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АДАПТИВНОЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РАДИОСИСТЕМЫ**

Эффективность функционирования радиомодема на основе цифровой антенной решётки с адаптивной многоканальной пространственно-временной обработкой сигналов в условиях сложной электромагнитной обстановки будем оценивать по двум основным параметрам.

Первый параметр – это требуемое минимальное отношение мощности сигнала к мощности помехи на входе изотропного излучателя (рабочее ОСП), при котором вероятность битовой ошибки на выходе приёмника без кодирования не превышает  $10^{-2}$ . Данный параметр характеризует эффективность работы адаптивных алгоритмов обработки сигналов при наличии помех.

Второй параметр, назовём его коэффициент усиления по шуму, равен отношению мощности сигнала к мощности шума (ОСШ) на выходе решётки к аналогичному отношению на входе изотропного излучателя:

$$K_N = \frac{SNR_{\text{вых}}}{SNR_{\text{вх}}}.$$

Данный параметр характеризует эффективность работы адаптивных алгоритмов обработки сигналов в отсутствии помех. Для него можно вывести аналитические соотношения, учитывающие парциальные диаграммы антенных элементов, коэффициенты раскалибровки каналов и весовые коэффициенты, определяемые в процессе работы адаптивного алгоритма.

Сигнал на выходе решётки у запишется следующим образом:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^* \dot{C}_i \dot{D}_i(\varphi_c) x(t) + w_i^* \dot{C}_i n_i(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{CDx}(t) + \mathbf{w}^H \mathbf{Cn}(t),$$

где  $x$  – сигнал на входе решётки,  $N$  – количество элементов решётки, знак  $*$  – комплексное сопряжение, знак  $^H$  – эрмитово сопряжение,  $\mathbf{w}$  – весовой вектор антенной

решетки,  $\varphi_c$  – угол прихода полезного сигнала,  $\mathbf{D} = [\dot{D}_1(\varphi_c), \dot{D}_2(\varphi_c), \dots, \dot{D}_N(\varphi_c)]^T$  – вектор столбец значений парциальных диаграмм направленности (ДН) антенных элементов системы с учётом расположения в направлении прихода сигнала,  $\mathbf{C} = diag(\dot{C}_i), i=1,2,\dots,N$  – матрица с комплексными коэффициентами раскалибровки каждого канала на главной диагонали,  $\mathbf{n}$  – вектор гауссовых шумов в каждом канале с диагональной корреляционной матрицей, диагональные элементы которой равны  $\sigma^2$ . Тогда мгновенное значение ОСШ на выходе решетки имеет вид:

$$\frac{S}{N} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{D} \mathbf{x}^* \mathbf{D}^H \mathbf{C}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{C}^H \mathbf{w}}.$$

Усреднив числитель и знаменатель по реализациям, получим:

$$\begin{aligned} SNR_{\text{вых}} &= \frac{\langle S \rangle}{\langle N \rangle} = SNR_{\text{вх}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{D} \mathbf{D}^H \mathbf{C}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{w}}, \\ K_N &= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{D} \mathbf{D}^H \mathbf{C}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{w}}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $SNR_{\text{вх}} = E/\sigma^2$ , а через  $E$  обозначен средний квадрат сигнала. Максимум выражения (1) достигается при  $\mathbf{w} = \mathbf{C}^{-H} \mathbf{D}$  и равен:

$$\max(K_N) = \mathbf{D}^H \mathbf{D} = \sum_{i=1}^8 |\dot{D}_i(\varphi_c)|^2.$$

Таким образом, для решетки с неизотропными элементами максимальное усиление по шуму определяется значениями парциальных ДН. Если излучатели изотропные, то  $K_N = N$ . Ошибка в определении угла прихода полезного сигнала повлияет на некорректный учёт значения ДН при расчёте  $K_N$  по (1) и, как будет показано далее, на значение весового вектора  $\mathbf{w}$ , получаемого в результате работы адаптивного алгоритма.

Рассмотрим теперь основные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов в адаптивных антенных решётках в условиях сложной электромагнитной обстановки, их преимущества, недостатки, устойчивость к неидеальности системы и особенности практической реализации. Для выявления основных особенностей алгоритмов на основе компьютерного моделирования проанализируем функционирование радиомодема на основе восьмиэлементной кольцевой антенной решётки дециметрового диапазона. Модуляция сигнала – QPSK. В качестве излучателей используются изотропные диполи, комплексные парциальные ДН которых с учётом взаимного влияния и расположения в системе были рассчитаны в пакете электродинамического моделирования. Угол прихода полезного сигнала –  $0^\circ$ . Максимальный коэффициент усиления по шуму данной системы с идеальными излучателями составил 9,03 дБ, с учётом парциальных ДН – 7,27 дБ. Значения раскалибровки каналов задаются следующим образом: по амплитуде – равномерно распределенная случайная величина в интервале [0,94 1,06], по фазе в градусах – равномерно распределенная случайная величина в интервале [-2,5 2,5].

### 3. ФИЛЬТРАЦИЯ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ

Критерий минимума среднеквадратической ошибки (Minimum Mean Square Error, MMSE) применим, когда заранее известна форма принимаемого сигнала. Для радиомодемов в качестве такого сигнала может служить синхропосылка – специальная последовательность символов, служащая для осуществления синхронизации системы связи. Выражение для весовых коэффициентов решетки определяются следующим образом [1]:

$$\mathbf{w}_{mmse} = \mathbf{S}_{zz}^{-1} \mathbf{S}_{zd}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_N]$  – сигналы на выходах  $N$  каналов решетки, включающие в себя как полезный сигнал, сигналы помех, так компоненты собственных шумов каналов;  $d$  – заранее известный опорный сигнал;  $\mathbf{S}_{zz} = \langle \mathbf{z} \mathbf{z}^H \rangle$  – корреляционная матрица выходных сигналов каналов,  $\mathbf{S}_{zd} = \langle \mathbf{z} d^* \rangle$  – вектор корреляции между выходными сигналами решётки и опорным сигналом. Корреляционная матрица и корреляционный вектор оцениваются непосредственно по выходным отсчетам сигнала, поэтому описанные выше ошибки в параметрах системы не влияют на точность получаемого решения.

В условиях многолучевого распространения сигнала на решетку могут падать разнесенные во времени и пространстве копии полезного сигнала. Для использования энергии задержанных лучей вместо одиночных комплексных весов в каждом канале предлагается использовать линии задержки с отводами. Блок-схема такого вычислителя изображена на рисунке 1.

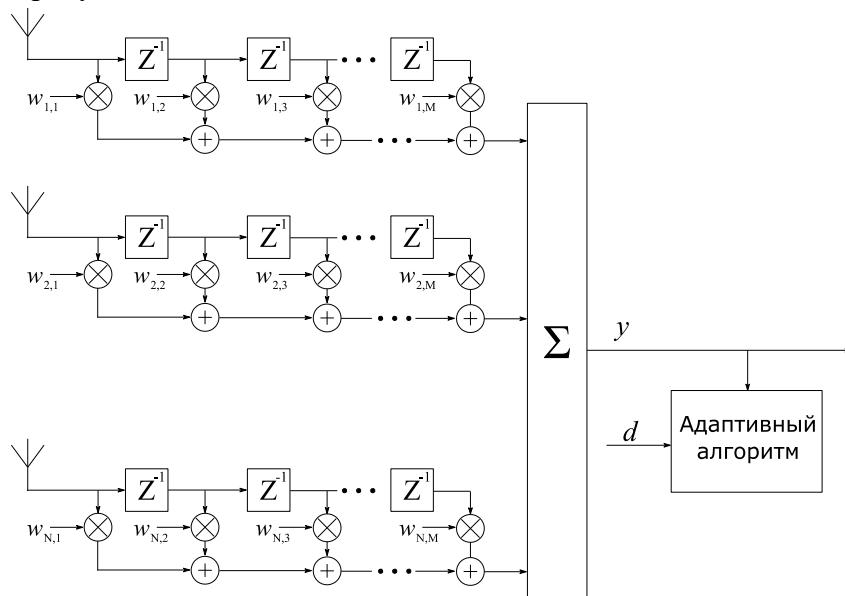


Рис. 1. Блок-схема MMSE вычислителя

На схеме  $\mathbf{w}_{mmse} = [w_{1,1}, w_{1,2}, \dots, w_{1,M}, w_{2,1}, w_{2,2}, \dots, w_{N,M}]^T$  – вектор весовых коэффициентов,  $\mathbf{z} = [z_{1,k}, z_{1,k-1}, \dots, z_{1,k-M+1}, z_{2,k}, z_{2,k-1}, \dots, z_{N,k-M+1}]^T$  – содержимое линий задержек,  $M$  – длина линии задержки. Тогда количество определяемых комплексных коэффициентов есть  $NM$ , а обращаемая в уравнении (2) матрица имеет размерность  $MN \times MN$ . Обращение матрицы большого размера в системах связи реального времени сопряжено с вычислительными трудностями. Как правило, количество операций в

алгоритмах прямого обращения составляет  $O((MN)^3)$ . Адаптивные алгоритмы на основе рекурсивного метода наименьших квадратов требуют  $O((MN)^2)$  операций на итерацию, а алгоритм стохастического градиента (*LMS*) имеет линейную сложность относительно количества определяемых коэффициентов –  $O(MN)$ . Поэтому для практической реализации было решено остановиться на последнем алгоритме. Тогда выражения для обновления коэффициентов антенной решетки имеют вид:

$$\mathbf{w}_{mmse}(k) = \mathbf{w}_{mmse}(k-1) + \mu \cdot \mathbf{z}(k) e^*(k), \quad (3)$$

где  $e(k) = d(k) - y(k)$  – сигнал ошибки,  $\mu$  – шаг сходимости алгоритма.

При проведении компьютерного моделирования для рассмотренного выше радиомодема с применением MMSE алгоритма были заданы следующие параметры: длина линий задержки  $M=8$ , длина обучающей последовательности – длина синхропосылки – 128 символов.

Сначала было рассмотрено влияние парциальных ДН элементов и неточности калибровки на коэффициент усиления по шуму, получаемый в результате работы MMSE алгоритма при наличии только полезного сигнала. Полученные результаты для различных отношений сигнал/шум на входе приведены в таблице 1. Здесь индексом 1 обозначен коэффициент усиления по шуму, полученный в результате работы алгоритма для идеальных излучателей, индексом 2 – при учёте парциальных ДН элементов, индексом 3 – с добавлением ещё раскалибровки в каналах.

Таблица 1.

$SNR_{bx}$ , дБ	$K_{N,1}^{MMSE}$ , дБ	$K_{N,2}^{MMSE}$ , дБ	$K_{N,3}^{MMSE}$ , дБ	$K_{N,1}^{GSC}$ , дБ	$K_{N,2}^{GSC}$ , дБ	$K_{N,3}^{GSC}$ , дБ	$K_{N,1}^{Комб}$ , дБ	$K_{N,2}^{Комб}$ , дБ	$K_{N,3}^{Комб}$ , дБ
-1,5	8,96	7,18	7,18	8,85/8,9	2,5/5	2,8/4,8	8,91	7,16	7,18
0,5	8,95	7,19	7,19	8,78/8,8	-0,15/4	-0,1/3,7	8,97	7,18	7,18
5	9,00	7,25	7,24	8,48/8,7	-7,8/0,4	-7,3/0,6	8,99	7,23	7,22
10	9,02	7,26	7,24	8,37/8,9	-16,8/-2,6	-15/-2,8	9,02	7,25	7,24

Из полученных результатов видно, что коэффициент усиления по шуму, получающийся в результате диаграммообразования с помощью MMSE алгоритма, при малых отношениях  $SNR_{bx}$  отличается от максимального на 0,07 дБ при идеальных излучателях и на 0,09 дБ при учёте неидеальности парциальных ДН излучателей. При повышении  $SNR_{bx}$  данные параметры приближаются к максимальным для соответствующих условий. Введение дополнительной раскалибровки каналов уменьшает коэффициент усиления по шуму системы лишь на 0,01 дБ. Всё это подтверждает эффективность и устойчивость функционирования данного адаптивного алгоритма при наличии только полезного сигнала.

Далее анализировалась эффективность работы алгоритма в условиях направленных помех. Помеха представляла собой реализацию гауссова шума в полосе сигнала. Моделирование прихода полезного сигнала и помехи на antennную систему проводилось с учётом парциальных ДН элементов antennой системы и раскалибровки каналов. На рисунке 2 (кривая 1) изображена полученная зависимость нормированного

минимального рабочего отношения сигнала/помеха в зависимости от угла прихода помехи. Видно, что нормированное ОСП при углах прихода помехи в основном лепестке сначала линейно убывает до -20 дБ, а затем практически не изменяется.

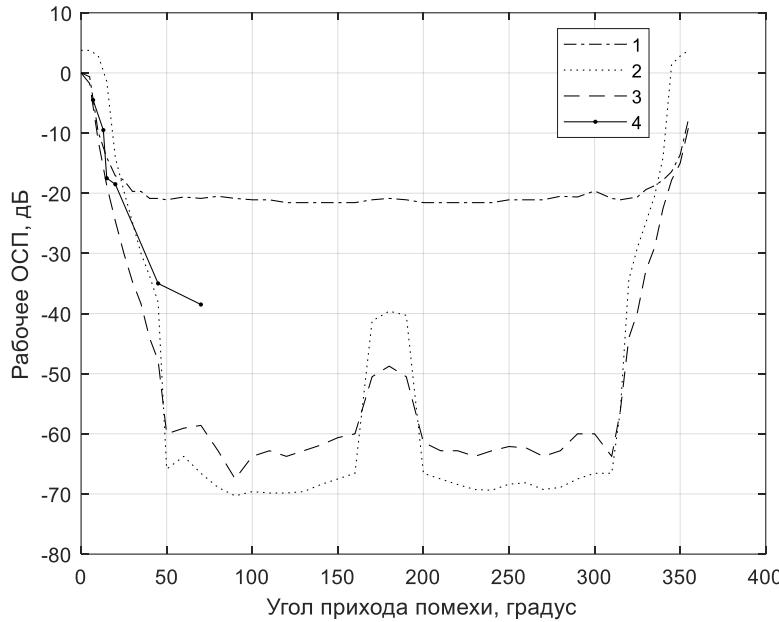


Рис. 2. Зависимость рабочего отношения сигнала/помеха радиомодема от угла прихода помехи для различных структур адаптивных алгоритмов

Для оценки возможности увеличения эффективности алгоритма по подавлению помехи была проанализирована его скорость сходимости. В таблице 2 представлена требуемая длина синхропосылки для достижения различных нормированных рабочих ОСП. Угол прихода помехи был задан  $75^\circ$ ,  $SNR_{\text{вх}} = 20$  дБ.

Таблица 2.

Длина ОП, символы	128	1400	14000	140000	280000
Рабочее нормированное ОСП, дБ	-20	-30	-40	-50	-53

Из полученных результатов видно, что при использовании LMS алгоритма для расчета весовых коэффициентов решетки глубина подавления помехи пропорциональна длине обучающей последовательности.

Исходя из проведённого анализа, к достоинствам описанного MMSE алгоритма на основе метода стохастического градиента относятся:

1. Алгоритм не требует знания угла прихода полезного сигнала и геометрии решетки. В связи с этим он слабо чувствителен к ошибкам калибровки каналов, неточности задания парциальных ДН антенных элементов и другим ошибкам такого рода.

2. При наличии многолучевого распространения сигнала алгоритм позволяет эффективно использовать его пространственно-разнесенные компоненты.

3. Алгоритм обеспечивает подавление помехи в основном лепестке диаграммы направленности антенной системы.

К недостаткам алгоритма можно отнести:

1. Алгоритм требует временной синхронизации приёмной системы, что невозможно осуществить при наличии мощной помехи.

2. Относительно большое число рассчитываемых весовых коэффициентов не позволяет использовать эффективные алгоритмы оптимизации с квадратичной сложностью в режиме реального времени в высокоскоростных системах связи.

2. Медленная скорость сходимости практически реализуемого LMS алгоритма не позволяет формировать глубокие нули в направлении прихода помех при короткой длине синхропосылки.

#### 4. ЛИНЕЙНО-ОГРАНИЧЕННАЯ ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

Если известно направление прихода полезного сигнала, то можно сформировать диаграмму направленности антенной решетки таким образом, чтобы отклик в направлении прихода сигнала был фиксирован, а со всех других направлений обеспечивалось максимальное подавление. С практической точки зрения интересны адаптивные методы, позволяющие формировать нули в направлении помех, не имея информации об углах их прихода. Одной из возможных схем реализации такого подхода является так называемая схема обобщенного компенсатора боковых лепестков (Generalized Sidelobe Canceller, GSC) [1]. На рисунке 3 изображена блок-схема такого компенсатора.

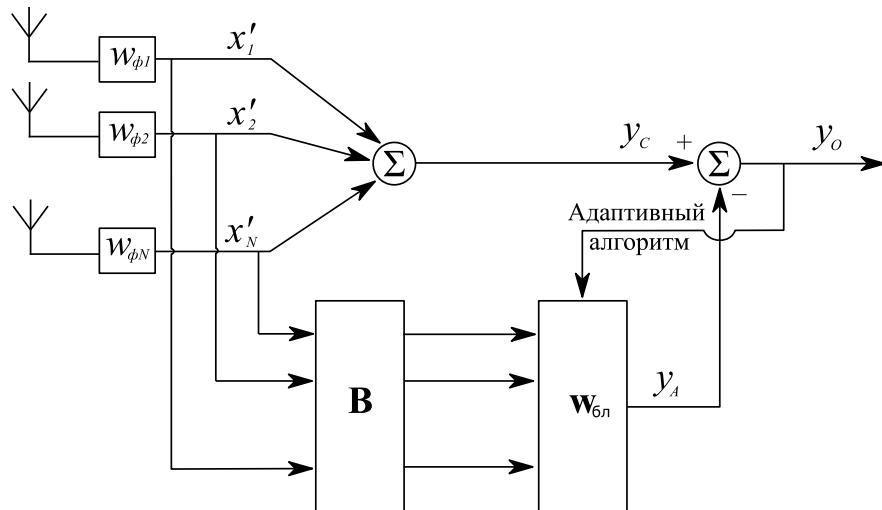


Рис. 3. Блок-схема GSC компенсатора

Набор коэффициентов  $\mathbf{w}_\phi$  фазирует решетку в направлении полезного сигнала. Нижняя ветвь компенсатора состоит из матричного процессора  $\mathbf{B}$ , блокирующего полезный сигнал, и набора весовых коэффициентов  $\mathbf{w}_{bl}$ , значения которых необходимо вычислить. Обозначим через  $\mathbf{X}'$  входной вектор после применения фазирующих коэффициентов:

$$\dot{x}_i(t) = w_{\phi i}^* \dot{D}_i (\varphi_c) \dot{C}_i x(t) + w_{\phi i}^* \dot{C}_i n_i(t).$$

Выход схемы компенсатора:

$$y_o(t) = \sum_{i=1}^N \dot{x}_i(t) - \mathbf{w}_{\text{бл}}^H \mathbf{B} \mathbf{X}'(t). \quad (3)$$

Так как выход нижней ветви содержит только шумовые и помеховые составляющие, минимизация выходной мощности компенсатора путем выбора коэффициентов  $\mathbf{w}_{\text{бл}}$  реализует линейно ограниченную фильтрацию по критерию минимума дисперсии [3]. Преимущество данной схемы в том, что для определения весовых коэффициентов используется алгоритм без наложенных на него ограничений, при этом весь алгоритм осуществляет линейно ограниченную фильтрацию.

Для адаптивной подстройки коэффициентов  $\mathbf{w}_{\text{бл}}$  может также использоваться LMS-алгоритм. Выражение для обновления коэффициентов будет иметь вид:

$$w_{\phi i}(k) = w_{\phi i}(k-1) + \mu \mathbf{B} \mathbf{X}'(k) y_o^*(k), \quad (4)$$

где  $\mu$  – параметр сходимости алгоритма [4].

Сначала для рассмотренного выше радиомодема анализировалось влияние неучтенных парциальных ДН элементов, ошибки в калибровке каналов решётки и ошибки в определении угла прихода полезного сигнала на коэффициент усиления по шуму, получаемый в результате работы GSC-метода при наличии только полезного сигнала. Результаты представлены в таблице 1 и на рисунке 4. (Рис. 4a – для ОСШ=0 дБ, рис. 4б – для ОСШ=40 дБ.)

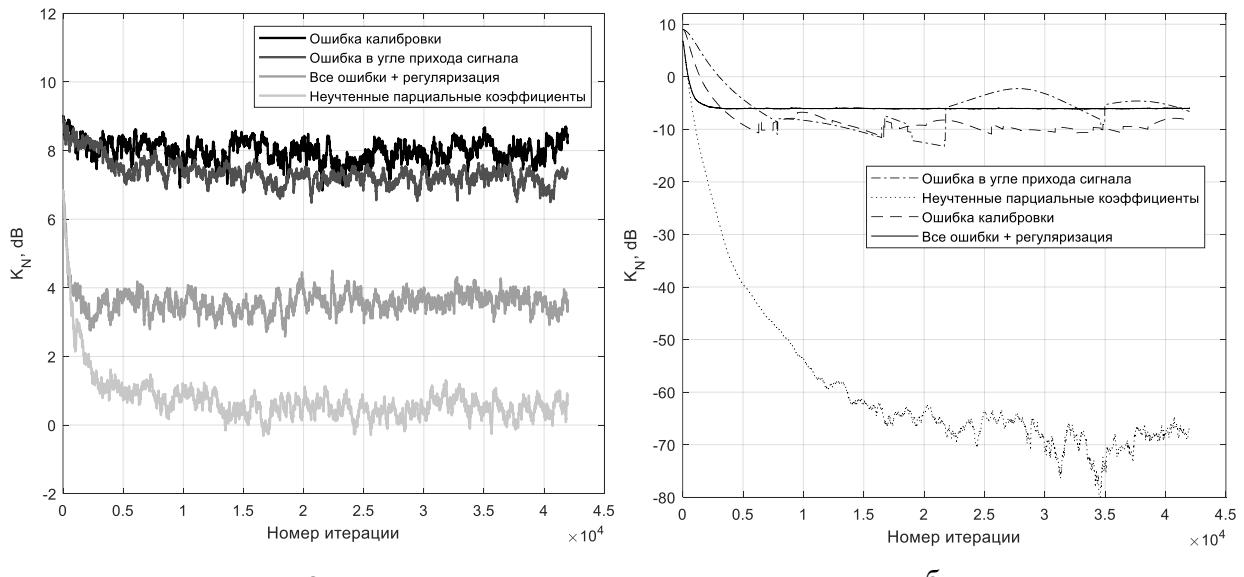


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления по шуму от номера итерации для GSC компенсатора при различных отношениях сигнал/шум

Из полученных результатов видно, что все эти ошибки снижают коэффициент усиления по шуму, особенно некорректный учёт парциальных ДН элементов. Это объясняется невыполнением ограничения, накладываемого данным методом:

$$\mathbf{w}_\phi^H \dot{\mathbf{D}}(\varphi_c) = 1.$$

Также видно, что с ростом  $SNR_{\text{вх}}$  влияние ошибок только усиливается. Поэтому при расчёте весовых коэффициентов по (4) было решено ввести регуляризующий множитель:

$$w_{\text{бл},i}(k) = w_{\text{бл},i}(k-1)\delta + \mu \mathbf{B}\mathbf{X}'(k)y_o^*(k),$$

$\delta$  – регуляризующий параметр, принимающий значения близкие к единице ( $\delta \leq 1$ ) и служащий для повышения устойчивости алгоритма. В таблице 1 (через наклонную черту) и на рисунке 4 также представлены результаты для коэффициента усиления по шуму, полученного с применением регуляризированного GSC алгоритма. Видно, что введение регуляризации позволяет частично компенсировать различные системные ошибки. Однако, использование регуляризации приводит к тому, что устойчивое решение будет менее точным.

Далее анализировалась эффективность работы регуляризированного GSC алгоритма в условиях направленных помех. На рисунке 2 (кривая 2) изображена полученная зависимость нормированного минимального рабочего отношения сигнал/помеха в зависимости от угла прихода помехи. Видно, что введение регуляризации снижает эффективность работы алгоритма при углах прихода помехи в основном лепестке.

К преимуществам рассмотренного метода можно отнести:

1. Не требует наличия синхронизации с полезным сигналом, а значит может функционировать при любом отношении сигнал/помеха.
2. Обеспечивает быструю сходимость (порядка 100 информационных символов) для достижения требуемого уровня подавления помехи, приходящей вне основного лепестка ДН.

Из недостатков необходимо выделить следующее:

1. Алгоритм чувствителен к ошибкам, связанным с несоответствием используемой модели антенной решетки и реальным прототипом. Неточность калибровки каналов решетки, несоответствие реального угла прихода сигнала с ожидаемым, а также отличие парциальных ДН элементов в составе решетки от их «изолированных» диаграмм, приводят к тому, что алгоритм подавляет составляющую полезного сигнала. Такое явление наблюдается при больших отношениях сигнал/помеха и сигнал/шум в каналах решетки.

2. Так как известным является только направление прихода сигнала, то компоненты этого сигнала, поступающие на вход решетки с других направлений вследствие многолучевого распространения, не могут использоваться для повышения качества приёма.

## 5. Комбинированный алгоритм

Представленные выше результаты показывают, что рассмотренные адаптивные алгоритмы имеют различную эффективность в зависимости от направления прихода помехи, наличия различных системных ошибок. Поэтому целесообразным

представляется синтез алгоритма, который бы сочетал в себе преимущества MMSE алгоритма внутри основного лепестка ДН и обеспечивал подавление помехи вне основного лепестка на уровне GSC алгоритма. Как будет показано далее, таких характеристик можно добиться, объединив рассмотренные алгоритмы способом, изображенном на рисунке 5 (комбинированный алгоритм). Идея такого объединения состоит в том, что дополнительная ветвь в MMSE алгоритме, которая представляет собой результат работы GSC алгоритма, во-первых, позволит обеспечить процесс синхронизации при высоком уровне помехи, во-вторых, увеличит скорость сходимости MMSE алгоритма при подавлении помехи вне основного лепестка ДН. В то же время сигнал, поступающий по другим каналам, позволит сохранить эффективность подавления помехи в основном лепестке. При этом весовые коэффициенты каждого блока комбинированного алгоритма рассчитываются независимо, что позволяет избежать использования громоздких выражений, возникающих при расчете коэффициентов в двухблочных системах.

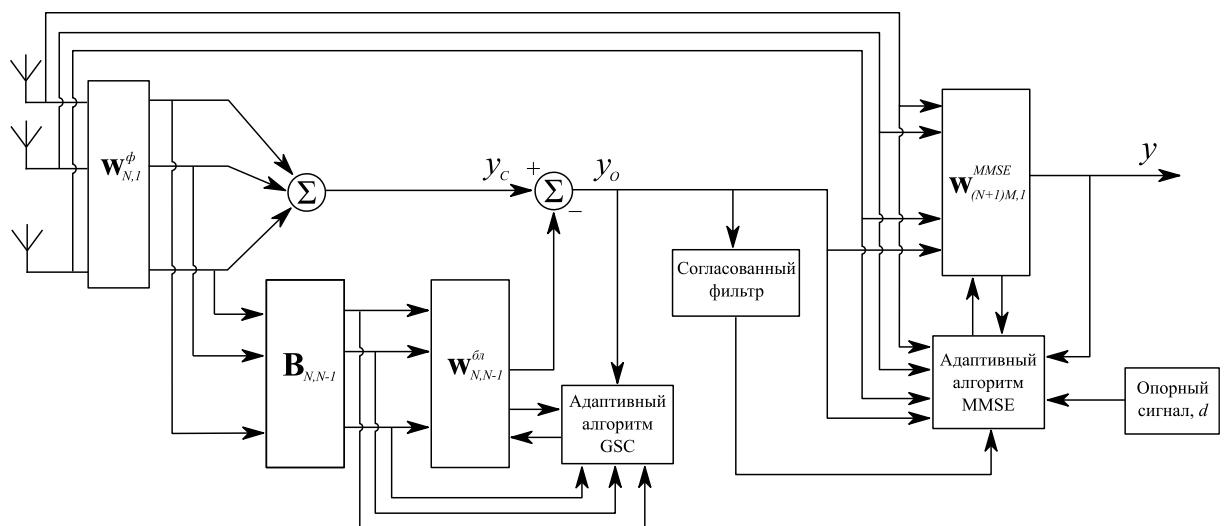


Рис. 5. Блок-схема комбинированного алгоритма

Эффективность функционирования предложенного комбинированного алгоритма сначала анализировалась с помощью компьютерного моделирования. Результаты расчёта коэффициента усиления по шуму при наличии только полезного сигнала с использованием данного алгоритма для рассмотренного выше радиомодема при учёте влияния парциальных ДН элементов и ошибок в калибровке каналов решётки представлены в таблице 1. Видно, что комбинированный алгоритм при наличии системных ошибок достигает тех же значений коэффициента усиления по шуму, что и MMSE метод.

Полученная зависимость рабочего отношения сигнал/помеха радиомодема от угла прихода помехи для комбинированного алгоритма приведена на рисунке 2 (кривая 3). Видно, что предложенный алгоритм при попадании помехи в основной лепесток ДН системы отрабатывает также, как MMSE алгоритм, а при помехе, приходящей вне основного лепестка ДН, практически достигает эффективности GSC компенсатора. На

рисунке 2 (кривая 4) также изображена экспериментальная зависимость, полученная в результате измерений в безэховой камере характеристик реального радиомодема на основе восьмиэлементной кольцевой антенной решетки, использующего комбинированный адаптивный алгоритм многоканальной обработки сигнала. Видно хорошее сходство характеристик, полученных компьютерным моделированием и реальными измерениями. Различие в степени подавления помехи вне основного лепестка ДН можно объяснить неполным соответствием модели системы реальному устройству.

Далее моделировалась работа системы с комбинированным алгоритмом при наличии многолучёвости при распространении полезного сигнала. При этом второй луч сигнала приходил с направления 75 градусов и задержкой 2 символа, а его уровень был на 3 дБ ниже основного. На рисунке 6 изображены зависимости рабочего ОСП от угла прихода помехи для данной ситуации, полученные с применением трёх рассмотренных алгоритмов.

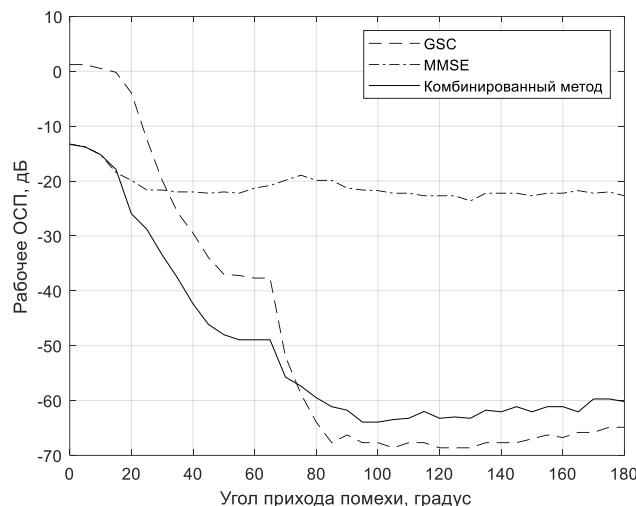


Рис. 6. Зависимость рабочего ОСП от угла прихода помехи при двулучевом распространении сигнала

Здесь также явно прослеживается преимущество комбинированного подхода. При этом необходимо отметить, что данный алгоритм, как и MMSE, использует второй луч и позволяет работать при меньших ОСП при помехе в основном лепестке ДН.

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный в работе комбинированный алгоритм адаптивного диаграммообразования многоканальной системы позволяет с удовлетворительной эффективностью функционировать радиомодему на основе цифровой антенной решётки в сложной электромагнитной обстановке. Для снижения аппаратных затрат рассмотрена реализация данного алгоритма на основе метода стохастического градиента. Предложенный регуляризирующий подход позволяет алгоритму устойчиво работать даже при наличии системных ошибок.

### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Van Trees H. L. Optimum array processing / H. L. Van Trees. – New York : John Wiley & Sons, 2002. – 1143 p.
2. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М. В. Ратынский. – М. : Радио и связь, 2003. – 200с.
3. Griffiths L. J., An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming / L. J. Griffiths, C. W. Jim // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1982. – Vol. 30. – P. 27-34.
4. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Д. Стирнз. Пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1989. – 440 с.

### **REFERENCES**

1. Van Trees H. L. Optimum array processing / H. L. Van Trees. – New York : John Wiley & Sons, 2002. – 1143 p.
2. Ratinskiy M. V. Adaptation and superresolution in antenna arrays / M. V. Ratinskiy. – M. : Radio and communication, 2003. – 200 p.
3. Griffiths L. J., An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming / L. J. Griffiths, C. W. Jim // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1982. – Vol. 30. – P. 27-34.
4. Widrow B. Adaptive signal processing / B. Widrow, S. D. Stearns. Translate from English. – M. : Radio and communication, 1989. – 440 p.

## МЕТОД МАТРИЧНОГО СИНТЕЗА ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С КОМПЕНСАЦИОННЫМ КАНАЛОМ

А.В. Литвинов, С.Е. Мищенко, А.С. Помысов, В.Н. Шацкий, А.К. Цымбалистова

Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи (ФГУП «РНИИРС»,  
г. Ростов-на-Дону, Российская Федерация)

**Аннотация.** Предложен метод матричного синтеза цифровой антенной решетки с обработкой сигналов для формирования диаграмм направленности основного и компенсационного каналов. Показано, что задача формирования диаграммы направленности компенсационного канала может быть сформулирована в виде объединенной задачи оптимизации энергетического отношения сигнал/шум в основном и компенсационном каналах. Задача сведена к максимизации отношения эрмитовых форм, ранг которых в два раза превышает число антенных элементов цифровой антенной решетки. Введены весовые коэффициенты, которые влияют на формирование диаграмм направленности основного и компенсационного каналов. На примере линейной цифровой антенной решетки продемонстрирована работоспособность предлагаемого метода и широкие возможности управления характеристиками решения при регулировке исходных параметров метода.

**Ключевые слова:** цифровая антенная решетка, компенсационный канал, диаграмма направленности, матричный синтез.

## MATRIX SYNTHESIS METHOD OF A DIGITAL ANTENNA ARRAY WITH A COMPENSATION CHANNEL

A. V. Litvinov, S. E. Mishchenko, A. S. Pomysov, V. N. Shatsky, A. K. Tsymbalistova

Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications (FSUE "RNIIRS",  
Rostov-on-Don, Russian Federation)

**Abstract.** A method of matrix synthesis of a digital antenna array with signal processing for the formation of radiation patterns of the main and compensation channels is proposed. It is shown that the problem of forming the radiation pattern of the compensation channel can be formulated as a combined problem of optimizing the energy signal-to-noise ratio in the main and compensation channels. The problem is reduced to maximizing the ratio of Hermitian forms whose rank is twice the number of antenna elements of a digital antenna array. Weight coefficients are introduced that affect the formation of directional patterns of the main and compensation channels. On the example of a linear digital antenna array, the efficiency of the proposed method and the wide possibilities of controlling the characteristics of the solution when adjusting the initial parameters of the method are demonstrated.

**Keywords:** digital antenna array, compensation channel, radiation pattern, matrix synthesis.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Современные методы обработки сигналов рассчитаны на цифровую реализацию. В связи с этим пространственную фильтрацию сигнальной составляющей на фоне шумов и помех в настоящее время связывают с цифровыми антенными решетками [1]. В монографии [2] приведены несколько вариантов схем цифрового диаграммообразования (ЦДО) для автокорреляционных компенсаторов помех (АКП) и выполнен их анализ. Все эти схемы содержат основной и компенсационный каналы,

причем число компенсационных каналов обычно связывают с числом компенсируемых помех. Идея амплитудной компенсации помех на основе корреляционной обработки известна достаточно давно и теоретически позволяет даже с одним компенсационным каналом бороться с любым числом помех [3]. Однако для реализации такой обработки диаграммы направленности (ДН) основного и компенсационного каналов должны повторять друг друга в достаточно протяженной пространственной области подавления помех. Еще одно требование к ДН компенсационного канала заключается в формировании «нуля» ДН в направлении на источник сигнала, поскольку при попадании сигнальной составляющей в компенсационный канал в компенсаторе помех наблюдается подавление и помех, и сигнала. К сожалению, совместное выполнение требований к положению нуля ДН антенны компенсационного канала и совпадение ДН в требуемой пространственной области обычно физически невозможно. В связи с этим наряду с АКП в системах с ЦДО используют метод логической компенсации помех. В этом случае в области подавления помех требуют, чтобы уровень компенсационной ДН превышал уровень ДН основного канала. Выполнение этих требований позволяет при сопоставлении амплитуд сигналов разделить прием сигнальной составляющей и помех по времени. В радиолокации метод логической компенсации помех позволяет исключить ложные отметки, принимаемые по боковым лепесткам ДН основного канала.

Основной сложностью при реализации метода логической компенсации помех является выполнение требований к заданному соотношению между уровнями ДН основного и компенсационного каналов в широкой области углов одновременно с максимизацией отношения сигнал/шум в основном канале.

Цель работы состоит в повышении чувствительности антены компенсационного канала к воздействию источников помех на основе использования методов матричного синтеза антенных решеток.

## 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДА МАТРИЧНОГО СИНТЕЗА ЦАР С КОМПЕНСАЦИОННЫМ КАНАЛОМ

Рассмотрим  $M$ -элементную ЦАР, ДН элементов которой образуют вектор-функцию  $\mathbf{f}(\mathbf{p}) = \{f_m(\mathbf{p}) | m = 1, 2, \dots, M\}$ , где единичный вектор-столбец  $\mathbf{p}$  соответствует вектору направляющих косинусов, ориентированному на точку наблюдения в пространстве.

Каждую из функций  $f_m(\mathbf{p})$  представим в виде

$$f_m(\mathbf{p}) = f_0(\mathbf{p}) \exp(i k \mathbf{q}_m^T \mathbf{p}), \quad (1)$$

Здесь  $f_0(\mathbf{p})$  – ДН одиночного антенного элемента ЦАР;  $i$  – мнимая единица;  $k$  – волновое число;  $\mathbf{q}_m$  – вектор-столбец, определяющий координаты фазового центра  $m$ -го антенного элемента ЦАР;  $T$  – символ транспонирования.

Направление прихода сигнала ЦАР считаем известным и зададим его при помощи вектора  $\mathbf{p}_0$ .

Максимальная чувствительность ЦАР к сигналу, приходящему с данного направления, может быть обеспечена при равноамплитудном синфазном сложении

сигналов с направления  $\mathbf{p}_0$ . Для плоского раскрыва комплексные весовые коэффициенты (КВК) основного канала можно определить по формуле

$$A_{ocn\ m} = \exp(-ik\mathbf{q}_m^T \mathbf{p}_0). \quad (2)$$

В случае выпуклого раскрыва следует дополнительно учесть фазовые набеги сигнальной составляющей между плоскостью, перпендикулярной к вектору  $\mathbf{p}_0$ , и фазовыми центрами каналов.

Вектор-строка  $\mathbf{A}_{ocn} = \{A_{ocn\ m}\}$  обеспечивает формирование ДН ЦАР основного канала, рассчитываемой по формуле

$$F_{ocn}(\mathbf{p}) = \mathbf{A}_{ocn} \mathbf{f}(\mathbf{p}). \quad (3)$$

Аналогично, вектор-строка  $\mathbf{A}_K = \{A_{K\ m}\}$  используется для формирования ДН компенсационного канала

$$F_K(\mathbf{p}) = \mathbf{A}_K \mathbf{f}(\mathbf{p}). \quad (4)$$

Требуется найти такие векторы  $\mathbf{A}_{0ocn}$  и  $\mathbf{A}_{0K}$ , которые обеспечивают превышение уровня ДН компенсационного канала над уровнем ДН основного канала за пределами окрестности направления  $\mathbf{p}_0$  при минимальных потерях энергетики основного канала ЦАР в направлении  $\mathbf{p}_0$ .

Пусть дисперсии внутренних шумов в каналах ЦАР одинаковы и определяются значением  $\sigma^2$ . При этом величина отношения сигнал/шум (ОСШ) в основном канале ЦАР может быть определена в виде

$$q_{ocn}^2 = \frac{|a_{ocn}|^2}{\sigma^2} \frac{|F_{ocn}(\mathbf{p}_0)|^2}{\mathbf{A}_{ocn} \mathbf{E} \mathbf{A}_{ocn}^H} = \frac{|a_{ocn}|^2}{\sigma^2} \frac{\mathbf{A}_{ocn} \mathbf{f}(\mathbf{p}_0) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}_0) \mathbf{A}_{ocn}^H}{\mathbf{A}_{ocn} \mathbf{E} \mathbf{A}_{ocn}^H}, \quad (4)$$

где  $|a_{ocn}|$  – эффективная амплитуда сигнальной составляющей;  $\mathbf{E}$  – единичная матрица;  $H$  – символ эрмитова сопряжения.

При формировании ДН компенсационного канала необходимо снизить уровень компенсационной ДН в направлении  $\mathbf{p}_0$  и его ближайшей окрестности  $\Omega_0$  и обеспечить максимальную чувствительность ЦАР к источникам, расположенным вне пределов окрестности  $\Omega_0$ . Энергетическую чувствительность ЦАР в компенсационном канале при использовании вектора КВК  $\mathbf{A}_K = \{A_{K\ m}\}$  определим в виде отношения

$$g_K(\mathbf{A}_K) = \frac{\mathbf{A}_K \left( \int_{\mathbf{p} \notin \Omega_0} \rho_1(\mathbf{p}) \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) d\mathbf{p} \right) \mathbf{A}_K^H}{\mathbf{A}_K \left( \int_{\mathbf{p} \in \Omega_0} \rho_2(\mathbf{p}) \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) d\mathbf{p} + \sigma^2 \mathbf{E} \right) \mathbf{A}_K^H}. \quad (5)$$

Здесь  $\rho_1(\mathbf{p})$  и  $\rho_2(\mathbf{p})$  – весовые функции, заданные в соответствующих пространственных областях.

На первый взгляд, весовую функцию в знаменателе (5) задать достаточно просто в виде  $\rho_2(\mathbf{p} \in \Omega_0) = 1$ . Если требуется дополнительно обеспечить более глубокое подавление сигнальной составляющей, то можно увеличить значение весовой функции в направлении  $\mathbf{p}_0$ .

Напротив, весовая функция  $\rho_1(\mathbf{p})$  должна быть связана с формой амплитудной ДН основного канала  $|F_{och}(\mathbf{p})|$ : чем выше уровень ДН основного канала в направлении  $\mathbf{p} \notin \Omega_0$ , тем больше должно быть значение весовой функции  $\rho_1(\mathbf{p})$  в этом же направлении и наоборот. Это означает, что весовая функция  $\rho_1(\mathbf{p})$  должна зависеть от выбора элементов вектора  $\mathbf{A}_{och}$ . Например, можно задать весовую функцию в виде

$$\rho_1(\mathbf{p}, \mathbf{A}_{och}) = \mathbf{A}_{och} \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) \mathbf{A}_{och}^H. \quad (6)$$

С учетом (6) можно заметить, что и  $\rho_2(\mathbf{p})$  может быть задана аналогичным образом. Отсюда следует, что выражение (5) можно представить в виде

$$g_K(\mathbf{A}_K, \mathbf{A}_{och}) = \frac{\mathbf{A}_K \left( \int_{\mathbf{p} \in \Omega_0} (\mathbf{A}_{och} \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) \mathbf{A}_{och}^H) \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) d\mathbf{p} \right) \mathbf{A}_K^H}{\mathbf{A}_K \left( \int_{\mathbf{p} \in \Omega_0} (\mathbf{A}_{och} \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) \mathbf{A}_{och}^H) \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) d\mathbf{p} + \sigma^2 \mathbf{E} \right) \mathbf{A}_K^H}. \quad (7)$$

Показатель (7) можно использовать для поиска вектора  $\mathbf{A}_K$  при заданном наборе КВК  $\mathbf{A}_{och}$ , поскольку выражение (7) не учитывает требования максимума энергии сигнальной составляющей основного канала. Чтобы решать задачу одновременного поиска КВК основного и компенсационного каналов, введем вектор и матрицы вида

$$\mathbf{B}^H = \begin{pmatrix} (\mathbf{A}_K^H) \\ (\mathbf{A}_{och}^H) \end{pmatrix}; \quad (8)$$

$$\mathbf{S}_0 = \begin{pmatrix} \beta_1 \left( \int_{\mathbf{p} \in \Omega_0} \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) d\mathbf{p} \right) & (0) \\ (0) & \left( \beta_2 \int_{\mathbf{p} \in \Omega_0} \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) d\mathbf{p} + \beta_3 \int_{\mathbf{p} \in \Omega_0} \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) d\mathbf{p} \right) \end{pmatrix}; \quad (9)$$

$$\mathbf{S}_1 = \begin{pmatrix} \left( \beta_4 \int_{\mathbf{p} \in \Omega_0} \mathbf{f}(\mathbf{p}) \mathbf{f}^H(\mathbf{p}) d\mathbf{p} + \alpha \mathbf{E} \right) & (0) \\ (0) & (\sigma^2 \mathbf{E}) \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Соотношения между коэффициентами  $\beta_1, \beta_2$  и  $\beta_3$  в выражении (9) позволяют регулировать превышение компенсационной ДН над уровнем боковых лепестков. При увеличении коэффициента  $\beta_1$  должна увеличиваться чувствительность

компенсационного канала к помехам при  $\mathbf{p} \notin \Omega_0$ . Изменение коэффициента  $\beta_2$  может быть направлено на повышение или снижение уровня боковых лепестков ДН основного канала, а коэффициента  $\beta_3$  – на увеличение (уменьшение) чувствительности ЦАР к сигнальной составляющей.

В выражении (10) коэффициент  $\alpha > 0$  введен для улучшения обусловленности матрицы  $\mathbf{S}_1$ . Кроме того, он влияет на глубину подавления сигнальной составляющей (чем меньше  $\alpha$ , тем глубже нуль ДН). При увеличении коэффициента  $\beta_4$  глубина формируемого нуля компенсационной ДН будет увеличиваться.

В соответствии с уравнениями матричного синтеза [4-6] оптимальный вектор КВК для рассматриваемой задачи может быть найден по формуле

$$\mathbf{B}_0 = \mathbf{B} \cdot \mathbf{S}_0 \cdot \mathbf{S}_1^{-1}. \quad (11)$$

Оптимальные КВК  $\mathbf{A}_{0K}$  и  $\mathbf{A}_{0osc}$  для формирования ДН компенсационного и основного канала составляют вектор  $\mathbf{B}_0$ :

$$\mathbf{A}_{0K} = \left\{ A_{0Km} = B_{0m} \mid m = 1, 2, \dots, M \right\}; \quad (12)$$

$$\mathbf{A}_{0osc} = \left\{ A_{0osc_m} = B_{0M+m} \mid m = 1, 2, \dots, M \right\}. \quad (13)$$

При формировании исходного вектора  $\mathbf{B}$  следует учитывать, что задание исходного симметричного распределения в компенсационном канале существенно снижает качество решения, поскольку компенсационная ДН распадается на множество боковых лепестков с глубокими провалами. Структура лепестков будет сопоставима со структурой лепестков ДН основного канала. Задание равноамплитудного распределения в основном канале приводит к максимальным боковым лепесткам основного канала. В этом случае сложно обеспечить заметное превышение уровня компенсационной ДН над уровнем боковых лепестков основного канала.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В качестве примера рассмотрим  $M = 32$ -х элементную линейную ЦАР с межэлементным расстоянием, равным  $d = 0.55\lambda$ . Это позволяет задать элементы вектора

$$\mathbf{q}_m^T = \left\{ d \left( m - \frac{M+1}{2} \right), 0, 0 \right\} \quad (14)$$

Единичный вектор  $\mathbf{p}_0$  в случае линейной ЦАР определим выражением

$$\mathbf{p}_0 = \{ \sin \theta_0, 0, \cos \theta_0 \}. \quad (15)$$

Сравнение эффективности метода будем производить, сопоставляя ДН компенсационного канала, полученную предлагаемым методом, с ДН, которая формируется путем противофазного сложения сигналов приемных каналов, размещенных слева и справа от фазового центра антенны. Такое формирование компенсационной ДН используют, например, в радиолокаторах управления воздушным движением [7]. Число элементов ЦАР, участвующих в формировании компенсационной

ДН с противофазным сложением сигналов, было ограничено таким образом, чтобы обеспечить превышение ДН компенсационного канала над ДН основного канала в максимально широкой области наблюдения, прилегающей к главному лучу.

Определим начальные параметры метода синтеза следующим образом:  
 $\beta = \{1, 1, 1, 1\}$ ;  $\alpha = 0.001$ ;  $\sigma^2 = 0.1$ ;  $\theta_0 = 0$ ;

$$\Omega_0 = \left\{ |\theta - \theta_0| \leq 2 \cdot 50.8\lambda / (M \cdot d) \right\}; \quad (16)$$

$$A_{\text{осн } m} = 1 \forall m = 1, 2, \dots, M; \quad (17)$$

$$A_{K m} = \begin{cases} 1, & m \leq 7/8M; \\ 0, & m > 7/8M. \end{cases} \quad (18)$$

На рис. 1 приведены ДН ЦАР, соответствующие перечисленным исходным параметрам. На данном рисунке сплошная кривая соответствует ДН компенсационного канала, а штриховая – ДН основного канала. ДН нормированы к ДН основного канала. Штрих-пунктирными кривыми показаны две компенсационные ДН. Одна из них содержит всего два лепестка и формируется путем вычитания сигналов двух соседних элементов ЦАР. Очевидно, что такая ДН не позволяет реализовать компенсацию помех в области пространства, прилегающей к главному лучу. Вторая компенсационная ДН, обозначенная штрих-пунктирной линией, сформирована путем попарного вычитания сигналов двенадцати приемных каналов, расположенных симметрично относительно центра раскрыва. Как видно, компенсация помех известным методом возможна в узком угловом секторе. Далее следует глубокий провал, в пределах которого логическая компенсация помех принципиально невозможна. Предлагаемый метод обеспечил формирование ДН, форма которой напоминает огибающую боковых лепестков ДН основного канала, однако превышение уровня компенсационной ДН возможно только в ограниченном секторе углов.

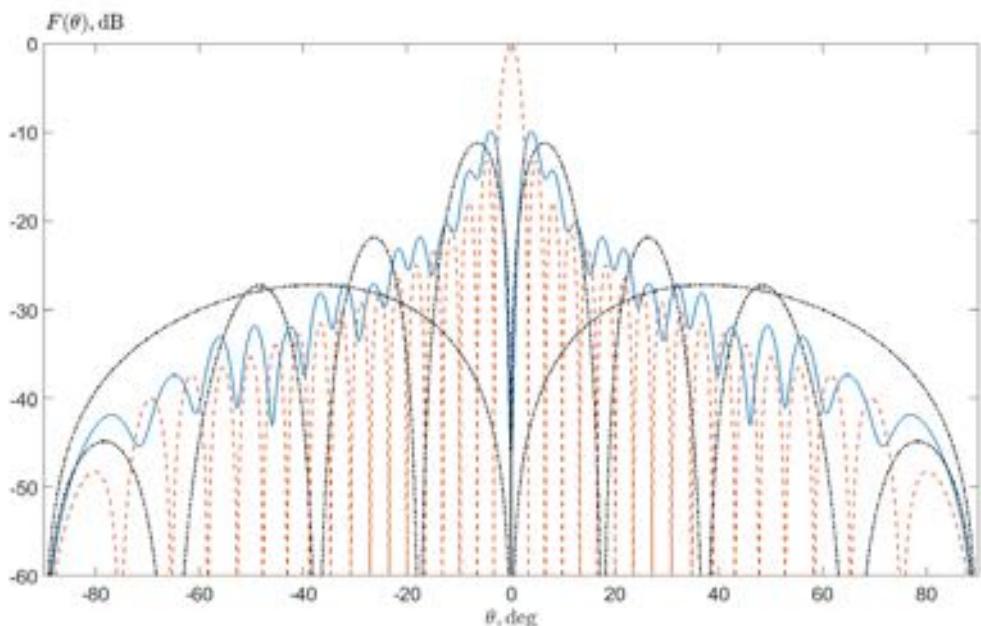


Рис. 1. ДН основного (штриховая кривая) и ДН компенсационного канала (сплошная кривая)

На рис. 2 представлены амплитудные распределения: сплошная кривая – рассчитанное распределение в компенсационном канале, штриховая кривая – заданное распределение в компенсационном канале, штрих-пунктирная кривая – распределение в основном канале. Заданное распределение в основном канале (пунктирная кривая) совпадает с верхней границей графика.

На рис. 3 приведено фазовое распределение  $\arg(A_{K_m})$  в компенсационном канале ЦАР. Остальные распределения синфазны.

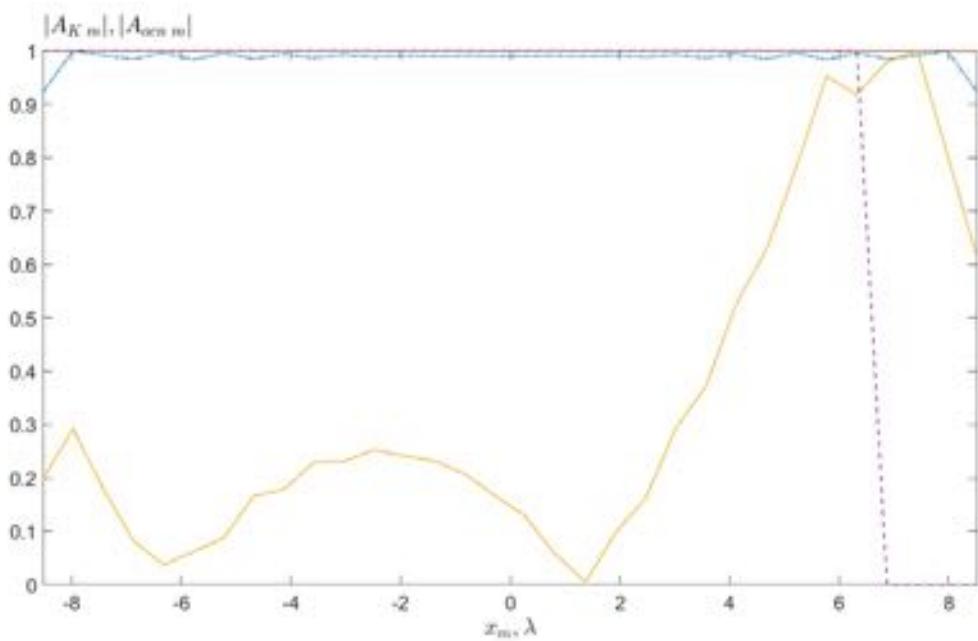


Рис. 2. Амплитудные распределения в раскрыве ЦАР

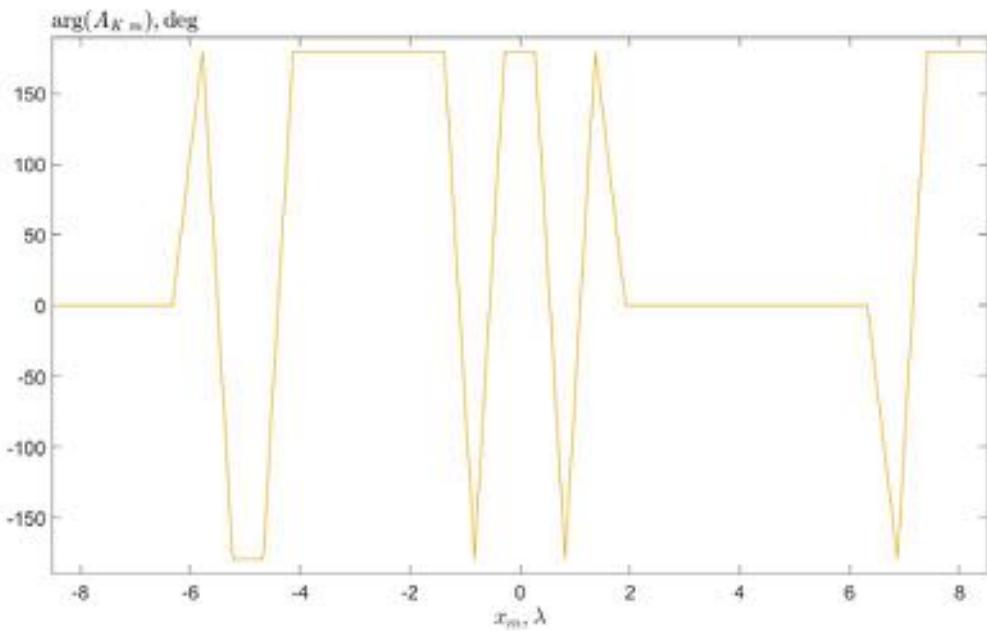


Рис. 3. Фазовое распределение в компенсационном канале

Чтобы снизить уровень боковых лепестков в основном канале, во втором примере использовалось распределение вида  $A_{och_m} = 0.3 + 0.7 \cos^2(\pi x_m / M_d)$ . Остальные

параметры были оставлены без изменений. В компенсационном канале для увеличения глубины подавления сигнальной составляющей значение параметра  $\beta_4$  было увеличено до 10. Полученные при этом ДН представлены на рис. 4.

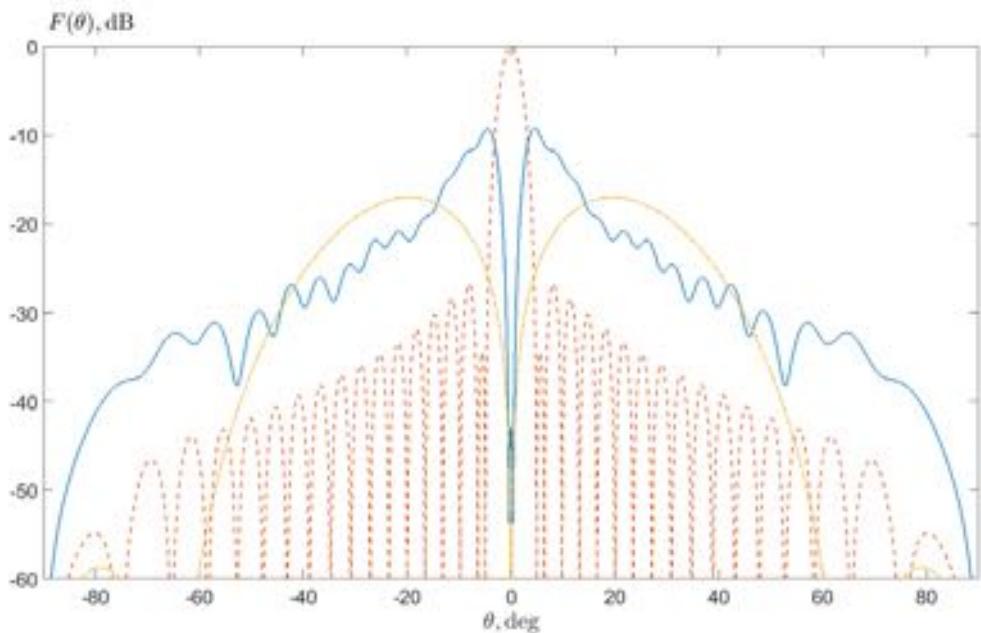


Рис. 4. ДН основного канала при снижении уровня боковых лепестков (штриховая кривая) и ДН компенсационного канала с увеличенной глубиной провала (сплошная кривая), ДН компенсационного канала, полученная известным методом (штрих-пунктирная кривая)

В формировании ДН компенсационного канала, полученной известным методом, использовались только четыре соседних приемных канала. При этом сектор углов, в котором возможна логическая компенсация помех известным методом, ограничен пределами  $\pm 50^\circ$ . Напротив, предлагаемый метод обеспечивает решение задачи логической компенсации помех во всей области боковых лепестков основного канала. При этом максимальное превышение ДН компенсационного канала над ДН основного канала достигается в области первых боковых лепестков.

Изменения амплитудных распределений и фазового распределения в компенсационном канале иллюстрируют рис. 5 и 6. Обозначения на данных рисунках совпадают с введенными ранее на рис. 2 и 3.

Для следующего примера было решено изменить структуру боковых лепестков ДН основного канала путем уменьшения коэффициента  $\beta_2$  до 0.1. В компенсационной ДН в качестве демонстрации возможностей метода была в пять раз расширена область формирования провала по сравнению с исходной.

Результаты, соответствующие новым значениям исходных параметров, представлены на рис. 7 и 8.

Полученные результаты продемонстрировали работоспособность предложенного метода и возможность коррекции параметров ДН основного и компенсационного каналов.

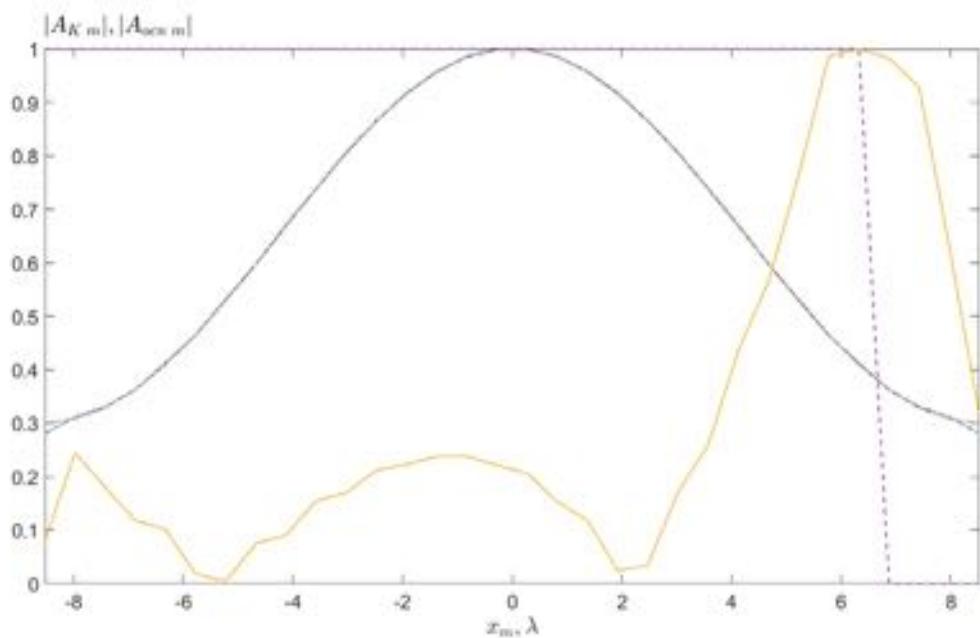


Рис. 5. Амплитудные распределения в раскрыве ЦАР для второго примера

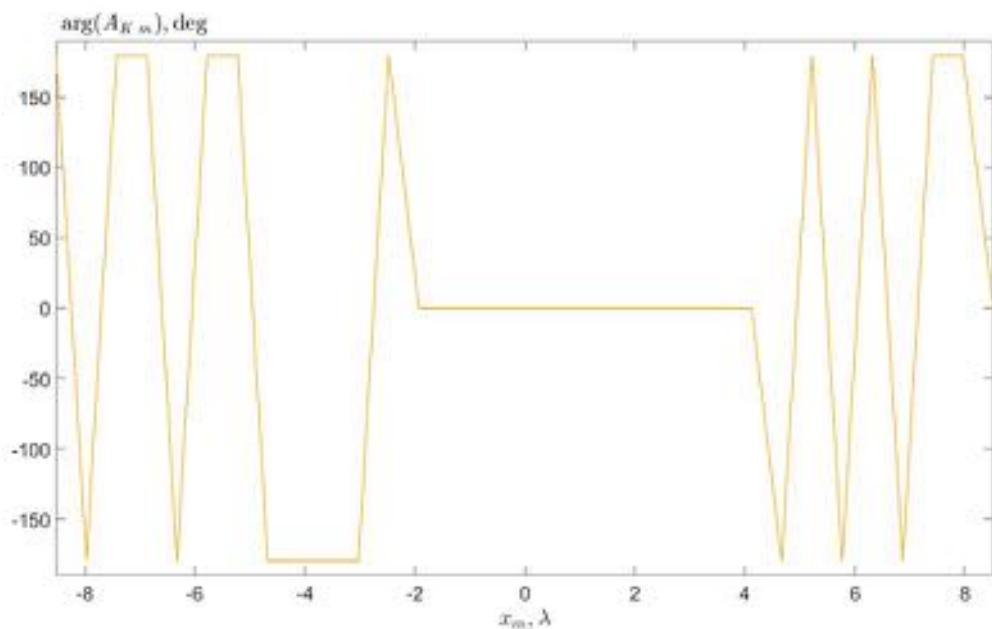


Рис. 6. Фазовое распределение в компенсационном канале для второго примера

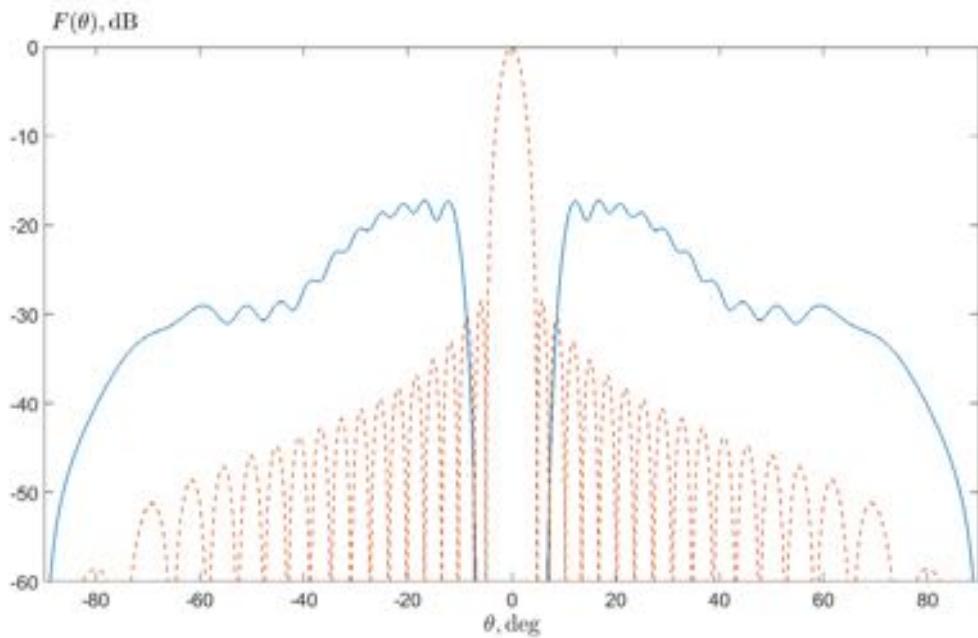


Рис. 7. ДН основного канала при  $\beta_2=0.1$  (штриховая кривая) и ДН компенсационного канала с расширенной областью подавления сигнальной составляющей (сплошная кривая)

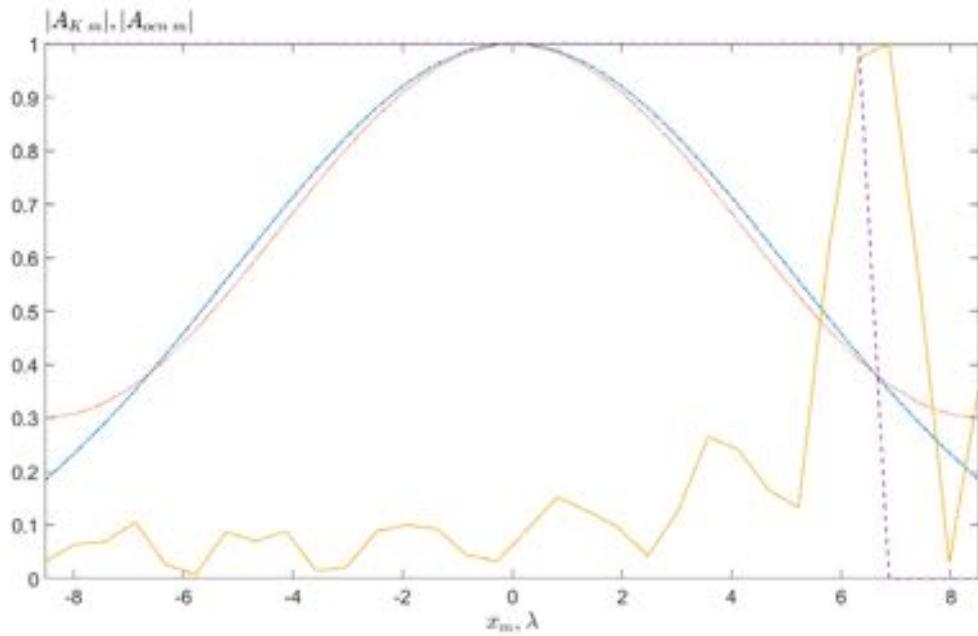


Рис. 8. Амплитудные распределения в раскрыве ЦАР для третьего примера

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный метод синтеза ЦАР с компенсационным каналом отличается от известных тем, что он обеспечивает одновременную коррекцию двух наборов КВК в основном и компенсационном канале ЦАР. Метод основан на максимизации отношения двух квадратичных эрмитовых форм, достижение которого в теории матриц определяется соответствующими теоремами. Показано, что используемые квадратичные формы содержат матрицы, ранг которых в два раза увеличен по сравнению с числом антенных элементов ЦАР.

Представленные результаты численных исследований подтвердили работоспособность метода и его эффективность при выборе параметров ЦАР основного и компенсационного каналов по сравнению с известным методом. Предлагаемый метод обеспечивает превышение уровня компенсационной ДН над боковыми лепестками ДН основного канала во всей области видимых углов. При этом наибольшее превышение достигнуто в области максимальных боковых лепестков.

Предложенный метод может быть использован при реализации ЦАР, обработка которых подразумевает логическую или корреляционную компенсацию помех.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. / Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2012. - 744 с.
2. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках - М.: Радиотехника, 2010. - 144 с.
3. Защита от радиопомех / М. В. Максимов, М. П. Бобnev, Б. Х. Кривицкий, Г.И. Горгонов, Б.М. Степанов, Л.н. Шустов, В.А. Ильин / Под ред. М. В. Максимова. М.: Сов. радио, 1976. - 496 с.
4. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. – М.: Сов. радио, 1980.- 296 с.
5. Cheng, D. K., Optimization techniques for antenna arrays // IEEE Proc. 1971. V. 59. № 12. - P. 1664-1674.
6. Башлы П.Н., Помысов А.С., Самойлин Е.А., Новиков А.Н. Матричный синтез широкополосных антенных решеток с комплексным управлением // Нелинейный мир. 2012. Т. 10. № 11. С. 867-874.
7. Давыдов П.С., Сосновский А.А., Хаймович И.А. Авиационная радиолокация: Справочник. М.: Транспорт, 1984. 223с.

### REFERENCES

1. Microwave devices and antennas. Design of phased array antennas / Edited by D. I. Voskresensky. M.: Radiotekhnika, 2012. - 744 p.
2. Grigoriev L. N. Digital formation of the directional pattern in phased antenna arrays-M.: Radiotekhnika, 2010. - 144 p.
3. Protection from radio interference / M. V. Maksimov, M. P. Bobnev, B. Kh. Krivitsky, G. I. Gorgonov, B. M. Stepanov, L. N. Shustov, V. A. Ilyin / Edited by M. V. Maksimov. M.: Sov. radio, 1976. - 496 p.
4. Zelkin E. G., Sokolov V. G. Methods for the synthesis of antennas, Phased array systems, and antennas with continuous aperture. – M.: Sov. radio, 1980.- 296 p.
5. Cheng, D. K., Optimization techniques for antenna arrays // IEEE Proc. 1971. V. 59. No. 12. P. 1664-1674.
6. Bashly P. N., Pomysov A. S., Samoilin E. A., Novikov A. N. Matrix synthesis of wideband antenna arrays with an integrated control // Non-linear world. 2012. Vol. 10. No. 11. P. 867-874.
7. Davydov, S. P., Sosnovsky A. A., I. A. Haimovich Aviation radar Handbook. M.: Transport, 1984, 223 p.

# МЕТОД МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМ В ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННАХ

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

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

**Аннотация.** Предложен итерационный метод амплитудного синтеза плоских антенных решеток с произвольной формой границы раскрыва и структурой размещения антенных элементов по амплитудным распределениям эквивалентных линейных антенн, соответствующих заданным азимутальным сечениям амплитудного распределения плоского раскрыва. Показано, что система уравнений, обеспечивающая решение задачи аппроксимации заданного амплитудного распределения цифровой антенной решетки, зависит от выбора весовых коэффициентов, подчеркивающих важность каждого из эквивалентных распределений азимутальных сечений. Предложено осуществлять поиск весовых коэффициентов в ходе итерационного процесса поисковой оптимизации с учетом совокупности требований к энергетическим характеристикам антенной решетки в соответствии с бинарными отношениями доминирования. Для решения задачи многокритериальной оптимизации использована взвешенная чебышевская свертка.

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

## METHOD OF MULTI-CRITERIA SYNTHESIS OF A FLAT ANTENNA ARRAY BY AMPLITUDE DISTRIBUTIONS IN EQUIVALENT LINEAR ANTENNAS

S. E. Mishchenko, V. V. Shatsky, A.V. Litvinov, V. N. Atrokhov

Rostov Research Institute of Radio Communications (FSUE "RNIIRS"), Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** An iterative method is proposed for the amplitude synthesis of flat antenna arrays with an arbitrary shape of the aperture boundary and the structure of the placement of antenna elements according to the amplitude distributions of equivalent linear antennas corresponding to the specified azimuthal directions of the amplitude distribution of the flat array. It is shown that the system of equations that provides a solution to the problem of approximating a given amplitude distribution of a digital antenna array depends on the choice of weight coefficients that emphasize the importance of each of the equivalent distributions of azimuthal directions. It is proposed to search for weight coefficients during the iterative search optimization process, taking into account the set of requirements for the energy characteristics of the antenna array in accordance with the binary dominance relations. To solve the multi-criteria optimization problem, a weighted Chebyshev convolution is used.

**Keywords:** antenna array, equivalent linear antenna, antenna array synthesis, amplitude distribution, multi-criteria optimization.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Задачи синтеза антенн с неэквидистантным размещением антенных элементов в раскрыве с произвольной формой границы особенно актуальны при проектировании и эксплуатации плоских цифровых антенных решеток (AP). Модульность цифровых AP

приводит к необходимости использования раскрызов со ступенчатой формой границы. В этом случае появляются боковые лепестки, обусловленные геометрией внешней границы антенны, с которыми следует бороться еще на этапе проектирования. Кроме того, в процессе функционирования цифровым АР присуща деградация энергетических параметров, обусловленная выходами из строя передающих или приемных каналов. В связи с этим представляется актуальной задача коррекции амплитудного распределения цифровых АР с учетом нерегулярной конфигурации раскрыва и требований к энергетическим параметрам.

Применительно к плоским неэквидистантным АР для решения задач аппроксимационного амплитудного синтеза эффективен подход, основанный на применении функциональных операторов [1]. Наиболее естественным для АР при реализации данного подхода является решение задач аппроксимации в пространстве амплитудных распределений. Это связано с тем, что искомые распределения должны описываться слабо осцилирующими или гладкими функциями, а диаграмма направленности (ДН) АР связана с амплитудным распределением преобразованием Фурье. В монографии [1], а также в работах [2-4] приведены методы синтеза АР, в которых амплитудное распределение плоской антенны формируют с учетом заданных амплитудных распределений линейных эквивалентных антенн, соответствующих двум ортогональным азимутальным сечениям. Эти методы позволяют качественно решить задачу аппроксимации ДН плоской АР в главных ортогональных сечениях, однако, на практике этого может оказаться недостаточно.

В работах [5,6] был предложен метод синтеза, в котором рассматривается решение задачи аппроксимации эквивалентных амплитудных распределений для заданного множества азимутальных сечений плоской АР. Однако численные исследования этого метода показали, что решение задачи сильно зависит от выбора весовых коэффициентов, учитывающих важность того или иного эквивалентного амплитудного распределения АР. Кроме того, выбор эквивалентных амплитудных распределений не очевиден с точки зрения энергетических характеристик антенны: коэффициента направленного действия, энергетического потенциала и т.д.

Цель данной работы состоит в компенсации энергетических потерь в цифровых АР с отказами путем коррекции амплитудного распределения в раскрыве на основе решения задачи многокритериальной оптимизации.

#### Решаемые задачи

1 Разработка метода многокритериального синтеза неэквидистантной плоской АР по заданным амплитудным распределениям в эквивалентных линейных антенах с учетом требований к энергетическим характеристикам АР.

2 Проверка работоспособности метода.

## 2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Рассмотрим сначала плоскую прямоугольную антенну, неотклоненную ДН которой можно представить в виде

$$F_0(\theta, \varphi) = \int_{-L_y/2}^{L_y/2} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} A_0(x, y) \exp(ik \sin \theta (x \cos \varphi + y \sin \varphi)) dx dy. \quad (1)$$

Здесь  $L_x, L_y$  – линейные размеры прямоугольного раскрыва вдоль соответствующих координат;  $A_0(x, y)$  – амплитудное распределение;  $k$  – волновое число.

Пусть заданы  $J$  секущих плоскостей, которые проходят через вектор нормали к раскрыву, и лучи, ориентированные в плоскости раскрыва вдоль азимутального направления  $\varphi_j$  ( $j=1, 2, \dots, J$ ). Любое из азимутальных сечений ДН  $F_0(u, \varphi_j)$  можно связать с эквивалентной линейной антенной (здесь и далее  $u = \sin \theta$ ). Если считать, что вся мощность антенны расходуется на излучение, то амплитудное распределение в раскрыве эквивалентной антенны с точностью до постоянного множителя может быть найдено по формуле [5]

$$A_E(\dot{x}, \varphi_j) = \int_{-1}^1 F_0(u, \varphi_j) \exp(-iku\dot{x}) du. \quad (2)$$

Введем линейную  $N$ -элементную эквидистантную АР с межэлементным расстоянием  $d_E$  и амплитудным распределением  $A_{E,n}^{(\varphi_j)} = A_E(\dot{x}, \varphi_j)$ . Длина линейной антенны  $L$  и число элементов  $N$  должны быть связаны с размерами прямоугольной области, занимаемой плоской антенной соотношением  $L = Nd_E \leq \sqrt{L_x^2 + L_y^2}$ .

В пределах прямоугольной области, ограниченной размерами  $L_x, L_y$ , может быть задана плоская  $M$ -элементная АР. Пусть фазовые центры антенных элементов расположены в точках с координатами  $(x_m, y_m)$  ( $m=1, 2, \dots, M$ ). Объемная ДН  $M$ -элементной АР определяется выражением

$$F(u, \varphi) = \sum_{m=1}^M a_m \exp(iku(x_m \cos \varphi + y_m \sin \varphi)), \quad (3)$$

где  $a_m$  – амплитуда  $m$ -го элемента АР.

Пусть параметр  $\Omega_0$  обозначает множество направлений  $(\theta, \varphi)$  или  $(u, \varphi)$ , относящихся к главному лучу антенны. Тогда область боковых лепестков  $\Omega_{BSL}$  дополняет область  $\Omega_0$  до множества видимых углов.

При формировании ДН плоской АР к искомому распределению могут предъявляться требования к значениям коэффициента направленного действия (КНД)  $D(\mathbf{a})$ , энергетическому потенциалу (ЭП)  $\Pi(\mathbf{a})$ , уровню боковых лепестков (УБЛ)  $L_{BSL}(\mathbf{a})$  и мощности, излучаемой в область боковых лепестков  $P_{BSL}(\mathbf{a})$  (здесь  $\mathbf{a} = \{a_m | m=1, 2, \dots, M; \max_m a_m = 1\}$ ). Для расчета перечисленных параметров могут использоваться формулы:

$$D(\mathbf{a}) = \frac{4\pi}{\iint_{\Omega_0 \cup \Omega_{BSL}} |F(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}; \quad \Pi(\mathbf{a}) = P_0 D(\mathbf{a}) \sum_{m=1}^M |a_m|^2 \eta_m; \quad (4)$$

$$L_{BSL}(\mathbf{a}) = \max_{(\theta, \varphi) \in \Omega_{BSL}} |F(\theta, \varphi)|; \quad P_{BSL}(\mathbf{a}) = \iint_{\Omega_{BSL}} |F(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (5)$$

Здесь  $P_0$  – мощность, подводимая к каждому каналу AP;  $\eta_m$  – коэффициент полезного действия  $m$ -го канала AP.

В дальнейшем будем полагать  $P_0 = 1$  Вт и  $\eta_m = 1 \forall m$ .

Введем матрицы  $\mathbf{B}_{m,n}^{(\varphi_j)}$  размером  $M \times N$ , элементы которых описываются следующим выражением

$$\mathbf{B}_{m,n}^{(\varphi_j)} = \begin{cases} |x_m \cos \varphi_j + y_m \sin \varphi_j - \dot{x}_n| d_E^{-1}, & |x_m \cos \varphi_j + y_m \sin \varphi_j - \dot{x}_n| \leq d_E; \\ 0, & |x_m \cos \varphi_j + y_m \sin \varphi_j - \dot{x}_n| > d_E. \end{cases} \quad (6)$$

С учетом сделанных обозначений рассмотрим задачу поиска оптимального  $M$ -элементного действительного вектора  $\mathbf{a}^o$  и связанного с ним вектора весовых коэффициентов  $\mathbf{p}^o$ , обеспечивающего выполнение равенства

$$g(\mathbf{a}^o, \mathbf{p}^o) = \min_{\substack{\mathbf{a} \in \Gamma_{\mathbf{a}}; \\ \mathbf{p} \in \Gamma_{\mathbf{p}}}} g(\mathbf{a}, \mathbf{p}), \quad (7)$$

где

$$g(\mathbf{a}, \mathbf{p}) = \sum_{j=1}^J \rho_j \sum_{n=1}^N \left( A_{E,n}^{(\varphi_j)} - \sum_{m=1}^M B_{m,n}^{(\varphi_j)} a_m \right)^2, \quad (8)$$

при следующих дополнительных требованиях:

$$D(\mathbf{a}^o, \mathbf{p}^o) \rightarrow \max; \quad \Pi(\mathbf{a}^o, \mathbf{p}^o) \rightarrow \max; \quad L_{BSL}(\mathbf{a}^o, \mathbf{p}^o) \rightarrow \min; \quad P_{BSL}(\mathbf{a}^o, \mathbf{p}^o) \rightarrow \min. \quad (9)$$

### 3. ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА

Анализ целевой функции (7) позволяет заключить, что при заданном векторе  $\mathbf{p}$  и положительно определенной матрице  $\mathbf{B}$  с элементами

$$B_{m,n}(\mathbf{p}) = \sum_{j=1}^{N_j} \rho_j B_{m,n}^{(j)} \quad (10)$$

она достигает минимума в точке

$$\mathbf{a}(\mathbf{p}) = \mathbf{\eta}(\mathbf{p})(\mathbf{B}(\mathbf{p}) \cdot \mathbf{B}^*(\mathbf{p}))^{-1}, \quad (11)$$

где  $*$  – символ эрмитова сопряжения для векторов и матриц и комплексного сопряжения для скалярных величин;

$$\eta_m(\mathbf{p}) = \sum_{j=1}^J \rho_j \sum_{n=1}^N A_{E,n}^{(\varphi_j)} B_{m,n}^{(\varphi_j)*}. \quad (12)$$

Если матрица  $\mathbf{B}$  плохо обусловлена, то для снижения влияния ошибок вычислений следует ввести параметр  $\alpha$  таким образом, чтобы преобразовать выражение (11) к виду

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\rho}, \alpha) = \boldsymbol{\eta}(\boldsymbol{\rho}) (\mathbf{B}(\boldsymbol{\rho}) \cdot \mathbf{B}^*(\boldsymbol{\rho}) + \alpha \mathbf{E})^{-1}. \quad (13)$$

Здесь  $\mathbf{E}$  – единичная матрица.

Отсюда следует, что для отыскания оптимального вектора  $\mathbf{a}^o$  необходимо в (13) подставить оптимальные вектор  $\boldsymbol{\rho}^o$  и значение  $\alpha^o$ , а все требования к амплитудному распределению и параметрам ДН выражаются как зависимости от параметров  $\boldsymbol{\rho}$  и  $\alpha$ .

Из анализа (9) видно, что дополнительные требования сформулированной задачи противоречивы. Так, при снижении УБЛ происходит уменьшение КНД, возрастает неравномерность амплитудного распределения, что ведет к потере ЭП. Снижение  $P_{BSL}(\boldsymbol{\rho}, \alpha)$  может достигаться не только одновременно со снижением УБЛ, но и при уменьшении общей излучаемой мощности (при уменьшении КНД и ЭП).

Чтобы решить задачу с противоречивыми требованиями, сначала введем частные целевые функции, которые будут монотонно зависеть от параметров ДН и принимать нулевые значения при достижении соответствующих частных требований:

$$g_1(\boldsymbol{\rho}, \alpha) = \begin{cases} 0, & L_{BSL}(\boldsymbol{\rho}, \alpha) \leq L_0 \\ \frac{L_{BSL}(\boldsymbol{\rho}, \alpha) - L_0}{L_0}, & L_{BSL}(\boldsymbol{\rho}, \alpha) > L_0; \end{cases} \quad g_2(\boldsymbol{\rho}, \alpha) = P_{BSL}(\boldsymbol{\rho}, \alpha); \quad (14)$$

$$g_3(D(\boldsymbol{\rho}, \alpha)) = \frac{D_0 - D(\boldsymbol{\rho}, \alpha)}{D_0}; \quad g_4(\Pi(\boldsymbol{\rho}, \alpha)) = \frac{\Pi_0 - \Pi(\boldsymbol{\rho}, \alpha)}{\Pi_0}. \quad (15)$$

Здесь  $L_0$  – желаемый УБЛ АР;  $D_0$  и  $\Pi_0$  – максимальные КНД и ЭП плоского раскрыва, достигаемые при равномерном синфазном возбуждении.

Возможные значения частных целевых функций образуют критериальное пространство  $\mathbb{R}^4$ , в котором абсолютно оптимальному решению соответствует идеальная точка  $g_i(\boldsymbol{\rho}, \alpha) = 0 \forall i$ . При наличии противоречивых требований эта точка недостижима, но может служить для оценки удаления частных решений задачи от абсолютно оптимального.

Для определения оптимальных искомых параметров введем бинарные отношения доминирования аналогично [8]. Бинарные отношения доминирования позволяют осуществлять сортировку множества решений и отбирать недоминируемые решения по Парето или Слейтеру. Однако реализация подобной процедуры чрезвычайно сложна, что вытекает из анализа алгоритмов многокритериальной поисковой оптимизации, представленных в монографии [7].

В настоящее время для формирования соответствующих множеств оптимальных решений по Парето или Слейтеру используют теорию сверток критериев [8]. Поскольку для рассматриваемой задачи известны координаты идеальной точки и все они соответствуют началу координат критериального пространства, воспользуемся взвешенной чебышевской сверткой

$$\psi_T(\mathbf{g}) = \max_i (\lambda_i g_i), \quad \lambda_i > 0; \quad \sum_{i=1}^4 \lambda_i = 1. \quad (16)$$

В теории многоокритериальной оптимизации существуют доказательства того, что точки минимума (16)  $\mathbf{g}(\rho^o, \alpha^o)$  являются решениями, оптимальными по Слейтеру, а в случае единственности решение является оптимальным по Парето. При этом, чтобы при любой конфигурации оценок качества допустимых решений значения весов оставались ограниченными, (16) преобразуют к виду

$$\psi_T(\mathbf{g}) = \max_i (\lambda_i(g_i + \delta)), \quad (17)$$

где  $\delta$  – малое положительное число.

Полученные определения и выражения позволяют организовать процесс поиска оптимальных параметров  $\rho^o, \alpha^o$  по следующей схеме.

На этапе инициализации итерационного процесса оценивают константы, необходимые для расчета частных целевых функций (14)-(17). К этим константам относятся значения  $L_0, D_0, \Pi_0$ .

Далее следует задать конечное множество наборов весовых коэффициентов  $\{\lambda_i\}$  для расчета сверток.

После этого построим множество (популяцию) начальных решений в виде множества  $\{\mathbf{p}_i, \alpha\}$ , мощность популяции ограничим значением  $N_p$ . При формировании популяций будем использовать ограничения  $\rho_i, \alpha \in [0,1]$ .

Кроме того, для реализации любого известного алгоритма поисковой оптимизации требуется задание собственных параметров. Например, для реализации генетического алгоритма [7, 9] следует задать вероятности скрещивания  $P_{cr}$  и мутации  $P_{mt}$ , а также длину родительского множества  $N_{cr}$  и определить условия выхода из итерационного процесса: предельное число поколений популяции и значение  $\delta$ , ограничивающее предельное удаление решения от идеальной точки.

После этапа инициализации любая итерационная процедура поисковой оптимизации сводится к оценке качества исходной популяции решений, выбору одного или нескольких лучших решений, проверке условий выхода из итерационного процесса. В случае принятия решения о продолжении поиска решения корректируют текущую популяцию решений и переходят к повторению процесса, начиная с оценки качества новой популяции решений.

Применительно к рассматриваемому методу его отличие состоит в том, что решение задачи требуется осуществить для множества весовых коэффициентов  $\{\lambda_i\}$ . Будем считать, что число наборов весовых коэффициентов ограничено значением  $N_\lambda$ . Решения задач поисковой оптимизации следует осуществлять независимо. Окончательный выбор единственного решения может быть осуществлен на основании интересов лица, принимающего решение [8].

В отличие от предлагаемого известные методы многоокритериального синтеза АР не использовали чебышевскую свертку, а основывались на построении общих функционалов задачи в виде линейных сверток, например [10-12]. В некоторых работах

весовые коэффициенты при частных целевых функциях подстраивались с учетом допустимых потерь по каждой из целевых функций [13]. В отличие от большинства методов решение задачи осуществляется в пространстве амплитудных распределений АР, что позволяет избежать приближения к физически нереализуемой ДН, заданной в виде некоторой аналитической функции. Кроме того, использование метода наименьших квадратов при аппроксимации амплитудных распределений позволяет получить высокое качество аппроксимации, в отличие от аппроксимации быстро осциллирующих ДН АР.

#### 4. ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ МЕТОДА

Рассмотрим плоскую  $48 \times 32$  АР с межэлементным расстоянием  $d_x = d_y = 0,55\lambda$ . Этой антенне соответствуют размеры  $L_x = 25.85\lambda$  и  $L_y = 17.05\lambda$ .

При равномерном синфазном возбуждении в раскрыве может быть достигнуто значение КНД  $D_0 = 38.0$  дБ, а также энергетический потенциал, равный  $\Pi_0 = 69.8$  дБ.

Будем считать, что требуемые характеристики направленности АР соответствуют ДН раскрыва с амплитудным распределением, описываемым выражением

$$A_0(x, y) = \left( 0.3 + 0.7 \cos^2 \frac{\pi x}{L_x} \right) \left( 0.3 + 0.7 \cos^2 \frac{\pi y}{L_y} \right). \quad (18)$$

С использованием данного распределения была получена оценка требуемого УБЛ  $L_{BSL} = -26.6$  дБ и размеры области  $\Omega_0$ , занимаемой главным лучом.

Отметим, что при спадающем амплитудном распределении в рассматриваемом раскрыве обеспечивается формирование луча с КНД 36,3 дБ и энергетическим потенциалом 61,3 дБ. Ширина луча по уровню половинной мощности в главных горизонтальном и вертикальном сечениях равна  $1.8^\circ$  и  $3.6^\circ$ .

Эквивалентные амплитудные распределения будем строить для азимутальных сечений  $\varphi_j = 0, \pi/6, \pi/3, \pi/2, 2\pi/3, 5\pi/6$ .

Для построения распределений  $\mathbf{A}_E^{(\varphi_j)}$  сначала необходимо выбрать шаг  $d_E$ . Этот шаг влияет на формирование матриц  $\mathbf{B}^{(\varphi_j)}$ . При этом для каждого набора сечений периоды размещения проекций элементов плоской АР на плоскость азимутального сечения будут своими. Например, для пары сечений  $\varphi_j = 0, \pi/2$  шаг  $d_E$  можно выбрать равным межэлементному расстоянию в плоской АР. Однако в остальных случаях его необходимо выбирать меньше, чем в рассматриваемой АР. Для рассматриваемого численного примера было установлено, что приемлемые результаты при решении задачи получаются при  $d_E = 0.1\lambda$  и  $N = 388$ .

В качестве алгоритма поисковой оптимизации был использован классический генетический алгоритм [7, 9], в качестве параметров которого были заданы значения:  $N_p = 100$ ,  $N_{cr} = 3$ ,  $P_{cr} = P_{mt} = 0.8$ . Вероятность  $P_{cr}$  соответствует вероятности появления хромосомы наилучшего решения в геноме нового элемента популяции, хромосомы

остальных решений попадают в геном с вероятностями  $(1 - P_{cr}) / (N_{cr} - 1)$ . Число поколений при выполнении оптимальных искомых коэффициентов было ограничено значением 50, а величина  $\delta = 10^{-6}$ .

В таблице 1 приведены весовые коэффициенты  $\{\lambda_i\}$  для  $N_\lambda = 10$  решений. Эти данные позволяют судить о важности частных целевых функций в ходе решения каждой из  $N_\lambda$  задач. Например, при использовании коэффициентов первого решения основной вклад соответствовал частным целевым функциям с номерами 1 и 4.

Таблица 1. Весовые коэффициенты при частных целевых функциях

Весовой коэф.	Номер решения									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\lambda_1$	0,345	0,102	0,272	0,441	0,333	0,216	0,338	0,435	0,175	0,128
$\lambda_2$	0,184	0,281	0,596	0,074	0,362	0,104	0,228	0,366	0,285	0,263
$\lambda_3$	0,144	0,257	0,070	0,261	0,275	0,520	0,306	0,146	0,274	0,114
$\lambda_4$	0,327	0,360	0,063	0,224	0,030	0,161	0,128	0,052	0,266	0,495

Конфигурацию исправных каналов демонстрирует рис. 1, на котором точками выделены положения фазовых центров исправных антенных элементов. Если полный раскрытий содержал 1536 элементов, то число элементов, оставшихся в исправном состоянии, было равно 1375. Номера отказавших каналов выбирались при помощи датчика случайных чисел с равномерным распределением с вероятностью 10%. Наличие отказавших каналов привело к снижению КНД до 36,3 дБ, а ЭП – до 61,2 дБ. Уровень боковых лепестков АР в заданной области  $\Omega_{BSL}$  равен -27 дБ.

В таблице 2 приведены значения элементов вектора  $\rho$  и  $\alpha$  в результате решения задачи при соответствующих весах целевых функций в чебышевской свертке, а также контролируемые параметры АР.

Из сопоставления результатов, приведенных в таблице 2, можно заключить, что наиболее неудачным из них является решение с номером 5. Решения с номерами 1, 6, 7 и 10 обладают практически идентичными значениями параметров ДН, которые позволяют получить значения КНД и энергетического потенциала, превосходящие значения соответствующих параметров ДН АР с отказами на 0,35 дБ.

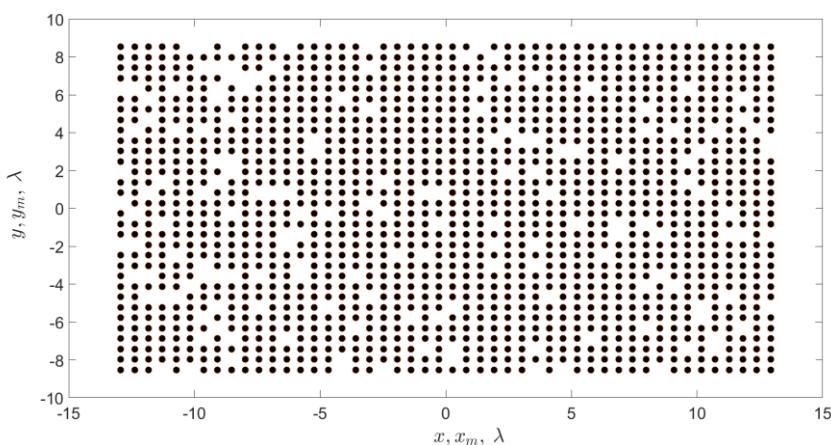


Рис. 1. Геометрия АР при наличии отказавших элементов

Снижение энергетических характеристик АР при наличии отказов можно проиллюстрировать при помощи эквивалентных распределений в линейных антенах до решения задачи синтеза (рис. 2). На данном рисунке сплошными кривыми показаны амплитудные распределения в полностью исправном раскрыве, а штриховыми – при наличии отказов. Хорошо видно, что штриховые кривые проходят ниже соответствующих им сплошных кривых, что и приводит к потерям энергетического потенциала и КНД.

Таблица 2. Результаты расчетов коэффициентов  $\rho$ ,  $\alpha$  и оценки характеристик АР

Номер Решения	$\rho_1$	$\rho_2$	$\rho_3$	$\rho_4$	$\rho_5$	$\rho_6$	$\alpha$	$L_{BSL}$	$P_{BSL}$	$D$	$\Pi$
1	0,151	1,000	0,090	0,011	0,582	0,159	0,999	-22,24	1,42	36,65	61,67
2	0,008	0,086	1,000	0,067	0,854	0,113	0,999	-23,58	1,38	36,60	60,99
3	0,008	0,085	1,000	0,067	0,847	0,115	1,000	-23,58	1,38	36,60	60,99
4	0,104	0,152	0,782	0,028	0,203	1,000	1,000	-22,48	1,44	36,65	60,37
5	0,410	1,000	0,000	0,367	0,046	0,850	1,000	-22,13	1,46	36,25	59,81
6	0,149	1,000	0,092	0,014	0,583	0,166	0,999	-22,33	1,42	36,66	61,66
7	0,150	1,000	0,095	0,013	0,583	0,160	1,000	-22,29	1,42	36,65	61,67
8	0,008	0,086	1,000	0,068	0,848	0,117	0,999	-23,59	1,38	36,59	60,96
9	0,009	0,084	1,000	0,066	0,856	0,114	0,999	-23,58	1,38	36,60	60,99
10	0,152	1,000	0,095	0,012	0,585	0,161	0,999	-22,26	1,42	36,65	61,66

На рис. 3 приведены аналогичные результаты для весовых коэффициентов из таблицы 1 с номером решения 10, но после применения предлагаемого метода синтеза.

На рис. 4 представлено распределение комплексных амплитуд  $a$  вдоль раскрыва антенны (решение с весами последнего столбца таблицы 1). На данном рисунке цифрой 1 обозначено заданное амплитудное распределение АР без отказов  $A_0(x, y)$ , рассчитанное по формуле (18), а цифрой 2 – распределение, найденное по формуле (13).

На рис. 5 приведены сечения ДН ( $\varphi_j = 60^\circ$  и  $30^\circ$ ) без отказов – сплошные кривые и ДН с отказами до решения задачи синтеза – штриховые кривые, с отказами после синтеза АР – штрих-пунктирные кривые. Эти сечения выбраны вследствие наибольшего изменения УБЛ в этих сечениях при наличии отказов.

Полученные результаты численных исследований позволяют заключить, что предлагаемый метод позволяет решать целый комплекс задач синтеза, которые возникают при формировании ДН с заданным уровнем боковых лепестков и шириной луча, компенсации искажений формы ДН при отказах или отключении антенных элементов, при определении конфигурации раскрыва, реализующей заданные требования к ДН. Метод допускает различные модификации частных целевых функций и фиксацию весовых коэффициентов наиболее важных азимутальных сечений.

При реализации метода наибольшие временные затраты связаны с вычислением параметров объемной ДН в ходе итерационного процесса. Необходимость многократного расчета параметров ДН приводит к тому, что представленные расчеты занимают около 1,5 часов. В то же время пересчет амплитудного распределения в раскрыве с компенсацией отказов может быть ограничен по времени. В связи с этим при практическом использовании метода следует для различных конфигураций с отказами найти такие весовые коэффициенты  $\rho$ , при которых стабильно происходит улучшение энергетики АР и в дальнейшем использовать полученные коэффициенты для пересчета

распределений. В этом случае затраты на формирование необходимых векторов и матриц, входящих в выражение (13), будут минимальными.

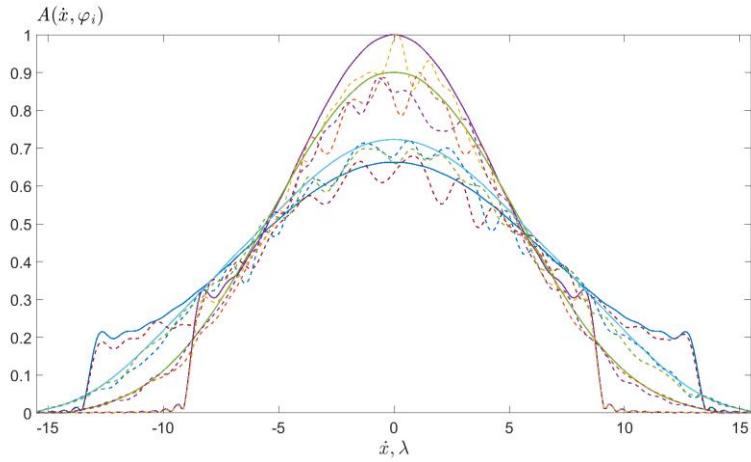


Рис. 2. Амплитудные распределения в эквивалентных линейных антенах в сечениях ( $90^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $30^\circ$  и  $0$  – кривые расположены сверху вниз): сплошные кривые – раскрыв без отказов, штриховые – с отказами

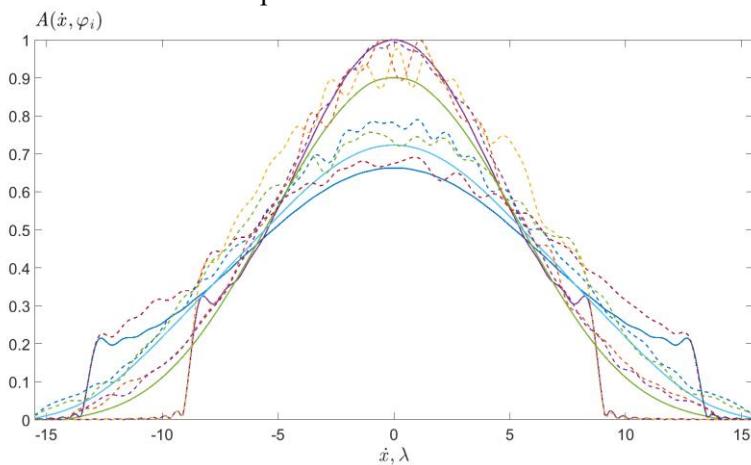


Рис. 3. Амплитудные распределения в эквивалентных линейных антенах в сечениях ( $\varphi_j = 90^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $30^\circ$  и  $0$  – кривые расположены сверху вниз): сплошные кривые – раскрыв без отказов, штриховые – с отказами после решения задачи синтеза

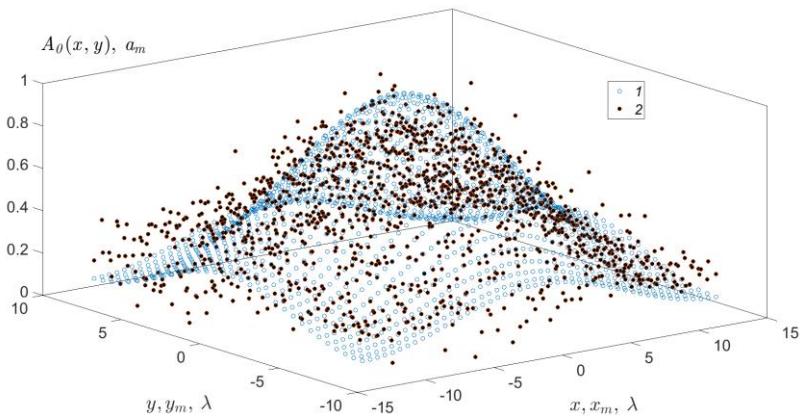


Рис. 4. Распределение амплитуд в раскрыве без отказов – 1 и с отказами после синтеза – 2

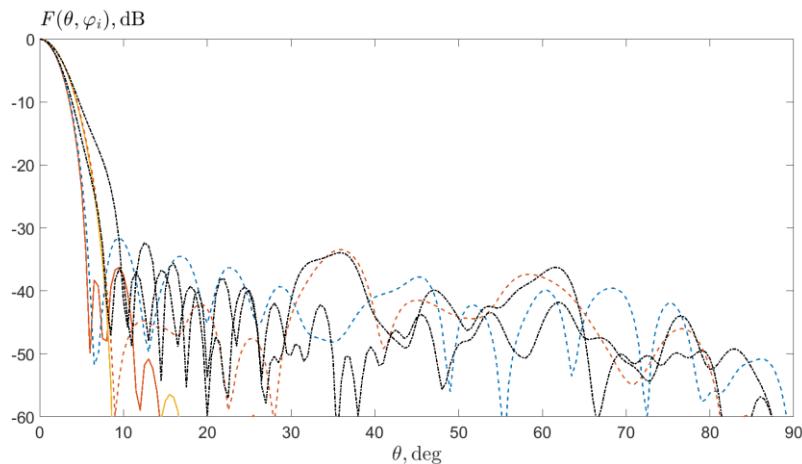


Рис. 5. Сечения ДН  $\varphi_j = 60^\circ$  и  $30^\circ$  (сверху вниз) для раскрыва без отказов – сплошные кривые, для раскрыва с отказами до синтеза – штриховые кривые и с отказами после синтеза – штрих-пунктирные кривые

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1 Предложенный многокритериальный метод амплитудного синтеза плоской АР состоит в приближении амплитудных распределений к заданным распределениям в раскрыве эквивалентных линейных антенн, расположенных вдоль заданных азимутальных сечений, с учетом требований к энергетическим характеристикам и отличается от известных возможностью произвольного выбора числа и ориентации эквивалентных линейных антенн, а также применением взвешенной чебышевской свертки для выбора набора недоминируемых решений по Слейтеру.

2 Полученные результаты подтверждают работоспособность метода и возможность его применения для задач формирования требуемых характеристик направленности, коррекции амплитудного распределения при отказах антенных элементов. Проведенные исследования показали, что для сформулированной задачи множество полученных решений соответствует определению доминирования по Слейтеру. В результате коррекции амплитудного распределения удалось полностью компенсировать снижение КНД и ЭП, обусловленное отказами.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн: фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом. М.: Сов. радио. 1980. - 296 с.
2. 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.
3. 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.
4. 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.
5. Литвинов А.В., Мищенко С.Е. Метод синтеза антенной решетки по эквивалентным амплитудным распределениям // Сб. докл. XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация и связь», Воронеж, 29.09-01.10 2020 г., т. 5. С.41-50.

6. S. E. Mishchenko, V. V. Shatskij, D. Y. A. V. Litvinov, Atrohov V.N. Method of Synthesis of a Flat Array Antenna by Amplitude Distributions in Equivalent Linear Antennas 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, 28 june-2 jule 2021, Russia, 2021.
7. Карпенко А.П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2014, 446 с.
8. Лотов А.В., Пospelova И.И. Многокритериальные задачи принятия решений. – М.: Макс-Пресс, 2008, 197с.
9. Назаров А.В., Лоскутов А.И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации. – СПб.: Наука и техника, 2003, 384 с.
10. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). – М.: Сов. радио, 1974, 232 с.
11. Дмитриев В.И., Березина Н.И. Численные методы решения задач синтеза излучающих систем. – М.: Изд-во МГУ, 1986, 112 с.
12. Мищенко С.Е. Методы амплитудно-фазового и фазового синтеза линейной антенной решетки на основе сглаживающего функционала // Радиотехника, 2019, Т.83, вып 7(9). С.156-162. DOI: 10/18127/j00338486-201907(9)-17
13. Чечкин А.В., Козлов Е.В. Метод формирования решения многокритериальной задачи амплитудно-фазового синтеза антенных решеток с позиций интеллектуального управления на основе радикального моделирования // Антенны, 2014, № 7, с. 30-34

#### REFERENCES

1. Zelkin E. G., Sokolov V. G. Methods of antenna synthesis: phased array antennas and antennas with continuous aperture. 1980. - 296 p.
2. Voloshin V. A., Larin A. Yu., Ovodov O. V. Computational algorithm for controlling the amplitude-phase distribution of a flat AFAR with an arbitrary shape of the opening boundary // Antennas, 2008, № 10(137). - pp. 3-8.
3. Voloshin V. A., Larin A. Yu., Ovodov O. V. Implementation of a given amplitude distribution on a flat beam of headlights with an arbitrary border shape., 2009, № 9(148). - pp. 12-16.
4. Voloshin, V. A., Gabrielian D. D. Ovodov O. V. Synthesis of amplitude-phase distribution in the antenna arrays with an arbitrary contour // Antenna, 2010, №2(153). – pp. 44-47.
5. Litvinov A.V., Mishchenko S. E. Method for the synthesis of antenna array at the equivalent amplitude distributions // Proc. Dokl. XXVI International scientific and technical conference "Radiolocation, navigation and communication", Voronezh, 29.09-01.10 2020, vol. 5, pp. 41-50.
6. Mishchenko S. E., Shatskij V. V., Litvinov A. V., Atrohov V.N. Method of Synthesis of a Flat Array Antenna by Amplitude Distributions in Equivalent Linear Antennas 2 // Proc. 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, 28 june-2 jule 2021, Russia, 2021.
7. Karpenko A.P. Modern search engine optimization algorithms. Algorithms inspired by Nature. - Moscow: Bauman Moscow State Technical University, 2014, 446 p.
8. Lotov A.V., Pospelova I.I. Multi-criteria problems of decision-making. M.: Maks-Press,2008, 197p.
9. Nazarov A.V., Loskutov A.I. Neural network algorithms for forecasting and optimization. - St. Petersburg: Nauka i tekhnika, 2003, 384 p.
10. Bakhrakh L. D., Kremenetsky S. D. Synthesis of radiating systems (theory and calculation methods). – М.: Sov. radio, 1974, 232c.
11. Dmitriev V.I, Berezina N.I. Numerical methods for solving synthesis problems of radiating systems. – М.: Izd-vo MGU, 1986, 112 p.
12. Mishchenko S. E. Methods of amplitude-phase and phase synthesis of linear antenna array based on the smoothing functional // Radiotekhnika, 2019, Vol. 83, issue 7(9). Pp. 156-162.
13. Chechkin A.V., Kozlov E. V. Method of forming a solution to the multi-criteria problem of amplitude-phase synthesis of antenna arrays from the standpoint of intelligent control based on radical modeling // Antennas, 2014, No. 7, pp. 30-34

## МЕТОД МУЛЬТИФОКУСИРОВКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Д. А. Веденькин<sup>1</sup>, А. Р. Сагдиева<sup>1</sup>

<sup>1</sup>КНИТУ-КАИ, Казань, Россия

**Аннотация.** В работе рассмотрен метод фокусировки, при котором каждый элементарный излучатель антенной решетки работает в режиме многочастотного излучения. Выявлены определенные преимущества перед методом одночастотной фокусировки. Разработана математическая модель многочастотной антенной решетки, получены необходимые результаты и приведены соответствующие графики.

**Ключевые слова:** антенная решетка; мультифокусировка; электромагнитное поле; ближняя зона.

## METHOD OF MULTISFOCUSING ELECTROMAGNETIC FIELD AT THE NEAR ZONE

D. A. Vedenkin<sup>1</sup>, A. R. Sagdieva<sup>1</sup>

<sup>1</sup>KNRTU-KAI, Kazan, Russia

**Abstract.** In this paper, a focusing method is considered, in which each elementary radiator of the antenna array operates in the mode of multifrequency radiation. A definite advantage over the single-frequency focusing method has been revealed. A mathematical model of a multifrequency antenna array is developed, the necessary results are obtained and the corresponding graphs are given.

**Keywords:** antenna array; multifocusing; electromagnetic field; near radiated field zone.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время перед разработчиками современных и перспективных антенных систем стоит задача принципиального улучшения их характеристик. В качестве одного из направлений подобного улучшения является использование принципа мультифокусировки электромагнитного поля, т.е. формирования нескольких сфокусированных областей в пространстве. Использование эффекта мультифокусировки способно повысить эффективность широкого круга радиоустройств и радиосистем, как бытового, так и промышленного назначения.

Фокусировка в ближней зоне излученного поля достигается концентрацией электромагнитных полей в ограниченной области пространства, находящейся близко к апертуре. Основным методом достижения фокусировки электромагнитного поля в ближней зоне излученного поля является подбор такого амплитудно-фазового распределения системы антенных решёток, при котором в необходимой области пространства получается максимум напряженности электрического поля за счёт сложения в фазе полей от всех источников излучения [1]. счёт сложения в фазе полей от всех источников излучения [1].

Использование многочастотного зондирующего сигнала обуславливает ряд положительных эффектов по сравнению с одночастотным: увеличение дальности обнаружения и улучшение распознавания нелинейных объектов, обусловленное увеличением нелинейной эффективной поверхности рассеяния за счет резонансных

явлений при переизлучении СВЧ сигнала; увеличение дальности обнаружения объектов, расположенных за экранирующими препятствиями, благодаря интерференционным и дифракционным явлениям на верхнем крае препятствия; уменьшение требований к уровню собственных гармоник СВЧ передатчика радиолокационной станции при двухчастотном режиме работы в связи с использованием при приеме фиксированных комбинационных частот вместо гармоник в спектре отраженного сигнала [2,3,4].

## 2. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ, СФОКУСИРОВАННЫЕ В ЗОНЕ БЛИЖНЕГО ИЗЛУЧЕННОГО ПОЛЯ

Для значительного числа антенн общепринятой моделью является система непрерывных излучающих токов, распределенных по определенному закону по заданной поверхности - апертуре антенны. При выяснении общих свойств полей излучения вполне приемлемо считать, что излучение формируется системой одинаково ориентированных элементарных источников определенного типа, локализованных в пределах конечного участка плоской апертуры. Для анализа общих свойств полей излучения в дальней зоне часто можно исключить из рассмотрения диаграмму направленности элементарного источника, в результате чего анализ излучающих свойств плоских непрерывных антенн сводится к скалярной задаче, в которой используется известное интегральное соотношение, связывающее функцию апертурного распределения с полем излучения (или диаграммой направленности) в дальней зоне [5].

Для зоны ближнего излученного поля, несмотря на общность физических причин, определяющих пространственные характеристики полей излучения, количественные соотношения имеют более сложный характер. В частности, это обстоятельство связано с тем, что в интегральном соотношении, определяющем поле излучения, характеристика направленности элементарного источника находится под знаком интеграла, что приводит к различию свойств электромагнитных полей, создаваемых непрерывной антенной при различных типах ориентации источников.

Перейдем теперь к рассмотрению формирования электромагнитных полей в зоне ближнего излученного поля антенными решетками. Сфокусированная антенная решетка представляет собой систему излучателей с соответствующим устройством распределения мощности и фазировки возбуждения элементов (рис. 1) [6]. Они возбуждаются таким образом, чтобы обеспечить в заданной точке пространства электромагнитное поле максимально возможной интенсивности. Как и в случае непрерывной сфокусированной апертуры, электромагнитное поле, создаваемое дискретной системой излучателей, может рассматриваться как суперпозиция полей, создаваемых ее элементами.

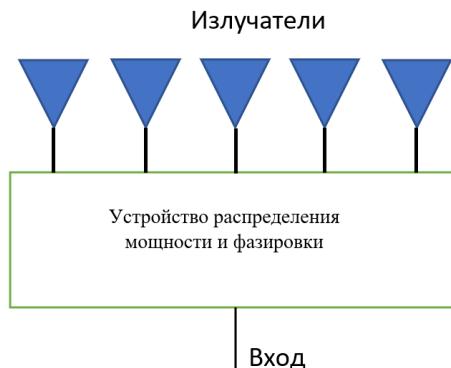


Рис. 1. Антенная решетка

Пространственное распределение напряженности сфокусированного электрического поля в окрестности фокуса представляет собой более или менее выраженный пик, окруженный всплесками меньшей интенсивности.

Физическая природа их аналогична случаю дальней зоны: в парциальных точках пространства в результате интерференции полей, излученных различными участками апертуры, имеет места синфазное или близкое к нему сложение указанных полей. Размеры области наибольшей интенсивности различны в направлениях вдоль апертуры и поперек линии ее расположения.

### 3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХЧАСТОТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Математическое моделирование многочастотной фазированной антенной решетки с использованием метода Ильина-Морозова. Процесс моделирования можно разделить на два части: преобразование одночастотного излучения в двухчастотное и формирование двухчастотного электромагнитного излучения в пространстве.

Для формирования электромагнитного излучения в пространстве используется комбинированная антенная решетка, состоящая из 6 равноудаленных друг от друга элементарных излучателей, причем, каждый из них фокусируется в несколько точек одновременно. В качестве метода формирования электромагнитного излучения будем использовать «токовую модель» для области пространства.

Запишем обобщенную формулу напряженности электромагнитного поля в окрестности точек фокусировки:

$$E_1(x, y, z) = \sum_{n=1}^{NN} \left[ \frac{I_0 * e^{-j*k_1*(R\varphi_i - R(x, y, z))}}{R(x, y, z)} \right].$$

Результаты моделирования приведем на рисунках 2 и 3.

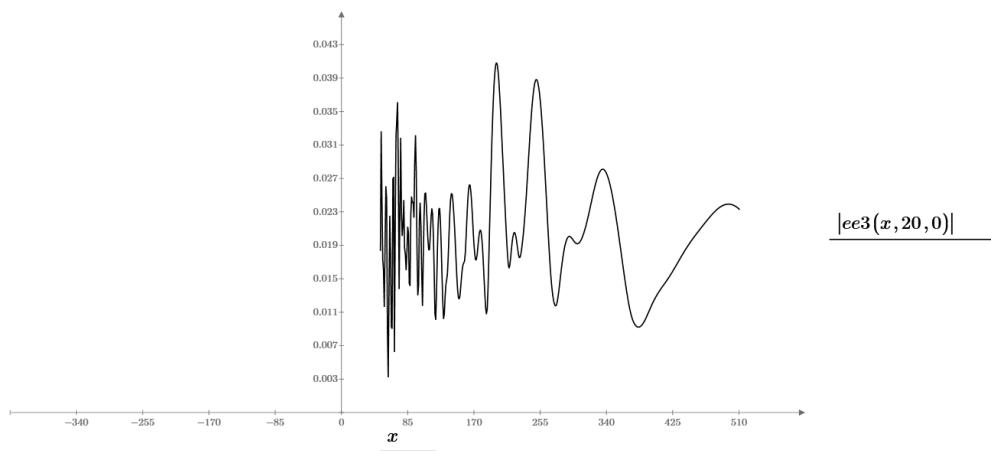


Рис. 2. Напряженность электромагнитного поля излучателей со сфокусированными областями, лежащими на одной оси.

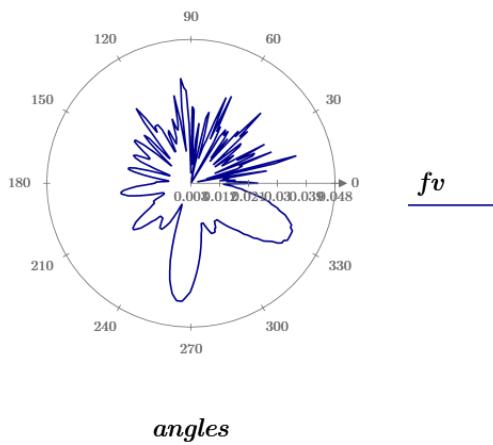


Рис. 3. Формирование сфокусированных областей, лежащих на различных направлениях.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенное решение мультифокусировки на основе многочастотного излучения является перспективной отраслью в области фазированных антенных решеток. Использование многочастотного зондирующего сигнала обуславливает ряд положительных эффектов по сравнению с одночастотным: увеличение дальности обнаружения и улучшение распознавания нелинейных объектов, обусловленное увеличением нелинейной эффективной поверхности рассеяния за счет резонансных явлений при переизлучении СВЧ сигнала; увеличение дальности обнаружения объектов, расположенных за экранирующими препятствиями, благодаря интерференционным и дифракционным явлениям на верхнем крае препятствия; уменьшение требований к уровню собственных гармоник СВЧ передатчика радиолокационной станции при двухчастотном режиме работы в связи с использованием при приеме фиксированных комбинационных частот вместо гармоник в спектре отраженного сигнала.

#### 5. БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы выражают признательность профессору Седельникову Юрию Евгеньевичу за обсуждения материалов работы и ценные замечания.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Седельников Ю. Е. Антенны сфокусированные в зоне ближнего излученного поля: монография / Седельников Ю. Е., Тестоедов Н. А., Веденъкин Д. А. [и др.] – Красноярск: Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т., 2015. – 308 с.
2. Данилов, И.Ю. Диагностика апертурных распределений антенн путем измерений в зоне ближнего излученного поля / Данилов И.Ю., Седельников Ю.Е. // Журнал радиоэлектроники. – 2016. – №1. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan16> (дата обращения: 22.08.2021).

3. Vedenkin, D.A. Control of parameters of large aperture antenna arrays with using the overflight method and principles of virtual focused apertures / D.A. Vedenkin, V.I. Klassen, Yu.E. Sedelnikov // Нелинейный мир. – 2017. – Т. 15, № 1. – С. 32-36.
4. Веденъкин, Д.А. Оценка электромагнитной совместимости радиотехнического оборудования перспективных беспилотных летательных аппаратов на этапе разработки / Д.А Веденъкин, Ю.Е. Седельников, В.Е. Латышев // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2014. – № 5 (24). – С. 57-64.
5. Веденъкин, Д.А. Разреженные сфокусированные антенные решетки в задачах радиосвязи и радиопротиводействия // Д.А. Веденъкин, Ю.Е. Седельников // Электросвязь. – 2018. – № 8. – С. 52-57.
6. . Веденъкин, Д.А. Фокусировка электромагнитного излучения в диссипативной среде / Д.А. Веденъкин, Ю.Е. Седельников, А.Р. Насыбуллин // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2017. – № 3 (35). – С. 61-68.
7. Веденъкин, Д.А. Сфокусированные антенны в задачах обработки загрязненных грунтов электромагнитным полем / Д.А. Веденъкин, Ю.Е. Седельников, Н.А. Чикляев, И.Д. Филареева // Вестник НЦБЖД. – 2019. – № 1 (39). – С. 135-143.

#### REFERENCES

1. 1. Sedelnikov Yu. E. Antennas focused in the zone of the near radiated field: monograph / Sedelnikov Yu. E., Testoedov NA, Vedenkin DA [et al.] - Krasnoyarsk: Sib. state aerospace un-t., 2015 .-- 308 p.
2. 2. Danilov, I.Yu. Diagnostics of the aperture distributions of antennas by measurements in the zone of the near radiated field / Danilov I.Yu., Sedelnikov Yu.E. // Journal of Radio Electronics. - 2016. - No. 1. [Electronic resource]. - Access mode: URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan16> (date accessed: 22.08.2021).
3. 3. Vedenkin, D.A. Control of parameters of large aperture antenna arrays with using the overflight method and principles of virtual focused apertures / D.A. Vedenkin, V.I. Klassen, Yu.E. Sedelnikov // Nonlinear world. - 2017. - T. 15, No. 1. - S. 32-36.
4. 4. Vedenkin, D.A. Evaluation of the electromagnetic compatibility of radio equipment of promising unmanned aerial vehicles at the development stage / D.A. Vedenkin, Yu.E. Sedelnikov, V.E. Latyshev // Bulletin of the Volga State Technological University. Series: Radiotechnical and infocommunication systems. - 2014. - No. 5 (24). - S. 57-64.
5. 5. Vedenkin, D.A. Sparse focused antenna arrays in problems of radio communication and radio countermeasures // D.A. Vedenkin, Yu.E. Sedelnikov // Electrosvyaz. - 2018. - No. 8. - P. 52-57.
6. 6.. Vedenkin, D.A. Focusing of electromagnetic radiation in a dissipative medium / D.A. Vedenkin, Yu.E. Sedelnikov, A.R. Nasybullin // Bulletin of the Volga State Technological University. Series: Radiotechnical and infocommunication systems. - 2017. - No. 3 (35). - S. 61-68.
7. 7. Vedenkin, D.A. Focused antennas in the tasks of processing contaminated soils with an electromagnetic field / D.A. Vedenkin, Yu.E. Sedelnikov, N.A. Chiklyaeve, I. D. Filareeva // Bulletin of the NCBZD. - 2019. - No. 1 (39). - S. 135-143.

# МЕТОДИКА РАСЧЁТА КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ КОЛЬЦЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ И АДАПТАЦИЯ ИЗДЕЛИЯ К ТЕХНИЧЕСКОМУ СОСТОЯНИЮ В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Ж. В. Шапошникова, Н.О. Левенков, Е.В. Аверина

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предлагается методика расчета калибровочных коэффициентов для цифровой антенной решетки в условиях эксплуатации. В качестве оценки эффективности применения алгоритма используется отклонение рассчитанного пеленгационного рельефа приемной системы от заданного. Рассматривается методика корректировки фазирующих коэффициентов антенной решётки в условиях полных или частичных отказов некоторых приёмо-передающих модулей системы. Анализируются подходы и требуемые аппаратно-программные ресурсы для реализации данной методики.

**Ключевые слова:** кольцевая цифровая антенная решётка, калибровочные коэффициенты, пеленгационный рельеф, фазирующие коэффициенты, генетический алгоритм, база данных.

## METHODOLOGY FOR CALCULATING THE CALIBRATION COEFFICIENTS OF A DIGITAL RING ANTENNA ARRAY AND ADAPTING THE PRODUCT TO THE TECHNICAL CONDITION UNDER OPERATING CONDITIONS.

Z.V. Shaposhnikova, N.O. Levenkov, E.V. Averina

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

**Abstract.** A method for calculating calibration coefficients for a digital antenna array in operating conditions is proposed. As an assessment of the effectiveness of the algorithm the deviation of the calculated direction-finding relief of the receiving system from the given one is used. A method for correcting the phasing coefficients of the antenna array in the conditions of complete or partial failures of some receiving transmitting paths of the system is considered. Approaches and the required hardware and software resources of this technique are analyzed.

**Keywords:** a digital ring antenna array, calibration coefficients, direction finding relief, phasing coefficients, genetic algorithm, database.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

При длительной эксплуатации радиомодемов на основе цифровых антенных решёток (ЦАР) возможно искажение амплитудно-фазового распределения антенной системы вследствие изменения характеристик приёмо-передающих каналов и излучателей под воздействием окружающей среды (влажность, значительные перепады температур и т.д.). Следовательно, периодически необходимо корректировать калибровочные коэффициенты системы, выравнивающие амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики каналов антенной решётки.

В работе [1] предложено рассматривать задачу измерений относительных коэффициентов передачи каналов радиоприемного тракта как задачу статистического

оценивания данных параметров по результатам измерений комплексных амплитуд сигналов. Для повышения точности измерений коэффициентов передачи требуется проводить серию многократных измерений с накоплением спектральных компонент выходного сигнала. В условиях эксплуатации необходимо проводить калибровку каналов при ограниченной практической реализации измерений сигналов. Поэтому данный алгоритм не всегда применим в условиях эксплуатации при ограниченном числе возможных измерений.

В работах [2,3] указывается, что эффективность калибровки снижается в процессе эксплуатации из-за воздействия дестабилизирующих факторов.

Таким образом, при проектировании и дальнейшей эксплуатации радиосистем с ЦАР необходимо решать следующие задачи по калибровке трактов радиоканала:

- калибровка приемных трактов в лабораторных условиях в целях компенсации фазовых отклонений при формировании диаграммы направленности;
- калибровка приемных трактов в условиях эксплуатации с учетом парциальных диаграмм направленности отдельного излучающего элемента;
- калибровка приемных трактов в целях компенсации зависимости комплексного коэффициента передачи от частоты.

Также во время эксплуатации изделия возможны случаи возникновения полных отказов приёмо-передающих модулей, вызванных выходом из строя различных функциональных узлов, составных частей, блоков, электронно-компонентной базы и т.д. В работе [4] рассматривается изменение основных характеристик восьмиэлементной кольцевой цифровой сканирующей антенной решётки при отказе одного или двух приёмо-передающих модулей. В работе представлены результаты как теоретических исследований, так и экспериментальных измерений, которые показали, что при выходе из строя одного ППМ параметры системы ухудшаются незначительно. Величина изменения параметров системы при отказе двух модулей в значительной степени зависит от их взаимного расположения. В некоторых случаях, дальнейшее функционирование РТС без принятия каких – либо технических мер не представляется эффективным.

Поэтому, целью настоящей работы является разработка методики расчета калибровочных коэффициентов радиомодема на основе ЦАР в условиях эксплуатации изделия, а также методики и способов её реализации корректировки фазирующих коэффициентов антенной решётки в условиях полных или частичных отказов некоторых приёмо-передающих модулей системы.

## **2. МЕТОДИКА РАСЧЁТА КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В ПОЛЕВЫХ УСЛОВИЯХ**

Абсолютные значения коэффициентов передачи неинформативны, так как направление прихода радиосигнала определяется отношениями амплитуд и разностями фаз сигналов на выходах каналов радиоприемного тракта. Поэтому в качестве калибровочных коэффициентов рассматривают значения относительных коэффициентов передачи – отношений коэффициентов передачи каналов, определенных

относительного одного из каналов, выбранного в качестве опорного, что позволяет не использовать дополнительный канал или устройства внутренней калибровки.

Тогда для определения калибровочных коэффициентов можно применить метод наименьших квадратов, который минимизирует выражение, представляющее целевую функцию квадрата модуля ошибки между требуемым и выходным сигналом:

$$I_i = \|S_1 \cdot D_1(\varphi_\Phi) - S_i \cdot D_i(\varphi_\Phi) \cdot W_i\|^2, i = 2..N. \quad (1)$$

$N$ - количество элементов решетки,  $W_i$  - калибровочный коэффициент  $i$ -го канала,  $S_i$  - отсчеты принятого комплексного сигнала,  $\varphi_\Phi$  – угол прихода сигнала,  $D_i(\varphi)$  - комплексные парциальные диаграммы направленности каждого излучающего элемента решетки с учётом его расположения в системе, которые могут быть определены в пакете электродинамического моделирования [4]. При этом калибровочный коэффициент первого канала равен 1.

Распишем выражение (1) для одного канала:

$$\begin{aligned} I_i &= E(S_1^2) \cdot D_1^2(\varphi_\Phi) - E(S_i \cdot S_i^*) \cdot D_i(\varphi_\Phi) \cdot W_i \cdot D_i^*(\varphi_\Phi) - \\ &\quad E(S_1 \cdot S_i^*) \cdot D_i(\varphi_\Phi) \cdot W_i^* \cdot D_i^*(\varphi_\Phi) + E(S_i^2) \cdot D_i^2(\varphi_\Phi) \cdot W_i \cdot W_i^*. \end{aligned} \quad (2)$$

В данном выражении  $E$  – знак усреднения. Минимум функции будет достигаться при выполнении условия:

$$\frac{\partial I_i}{\partial W_i^*} = 0. \quad (3)$$

Это выражение представим в следующем виде:

$$\frac{\partial I_i}{\partial W_i^*} = E(S_1 \cdot S_i^*) \cdot D_1(\varphi_\Phi) \cdot D_i^*(\varphi_\Phi) + E(S_i^2) \cdot D_i^2(\varphi_\Phi) \cdot W_i = 0. \quad (4)$$

Отсюда следует, что

$$W_i = \frac{E(S_1 \cdot S_i^*) \cdot D_1(\varphi_\Phi)}{E(S_i^2) \cdot D_i(\varphi_\Phi)}. \quad (5)$$

Чтобы уменьшить ошибки, вносимые зашумленным сигналом необходимо производить усреднение не всего комплексного сигнала, а его действительной и мнимой частей по отдельности:

$$W_i = \frac{(E(I_1) \cdot E(I_i) + E(Q_1) \cdot E(Q_i) + j(E(I_i) \cdot E(Q_1) - E(I_1) \cdot E(Q_i)) \cdot D_i(\varphi_\Phi))}{(E(I_1^2) + E(Q_1^2)) \cdot D_i(\varphi_\Phi)}. \quad (6)$$

### 3. КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДИКИ

Для оценки эффективности применения предложенной методики в качестве критерия можно определить отклонение приемной ДН, рассчитанной с использованием определённых калибровочных коэффициентов от заданной ДН. Но измерение ДН системы на приём представляет собой достаточно трудоёмкую задачу. Здесь возможны два варианта: либо изменять положение передающего устройства с небольшим дискретным шагом, умножая на заданные фазирующие коэффициенты (во время всего

процесса измерения - постоянные) и измерять средний уровень сигнала после суммирования; либо проводить аналогичные действия, только механически вращать приёмное устройство при фиксированном передающем.

Поэтому было решено измерять не приёмную ДН системы, а пеленгационный рельеф (ПР) – приёмное и передающее устройства зафиксированы, а изменяются соответствующие фазирующие коэффициенты.

Для подтверждения корректности данного предположения был проведён сравнительный анализ приёмной ДН и рассчитанного ПР для радиомодема на основе ЦАР, который представляет собой кольцевую антеннную решётку. В основании расположены восемь приемо-передающих модулей, блок цифровой обработки сигналов, синтезатор и восемь антенных элементов в виде диполей. Ширина ДН, формируемая данной антенной решёткой, составляет 42-45 градусов. В ходе натурного эксперимента в качестве передаваемого устройства использовался как аналогичный радиомодем с модулированным сигналом, так и эталонная антenna с излучаемым гармоническим сигналом. Это было сделано для оценки возможности применения различных устройств и сигналов при проведении калибровки в полевых условиях.

На рисунке 1 представлены полученные ДН и пеленгационные рельефы для различных углов фазирования при калибровке с радиомодемом.

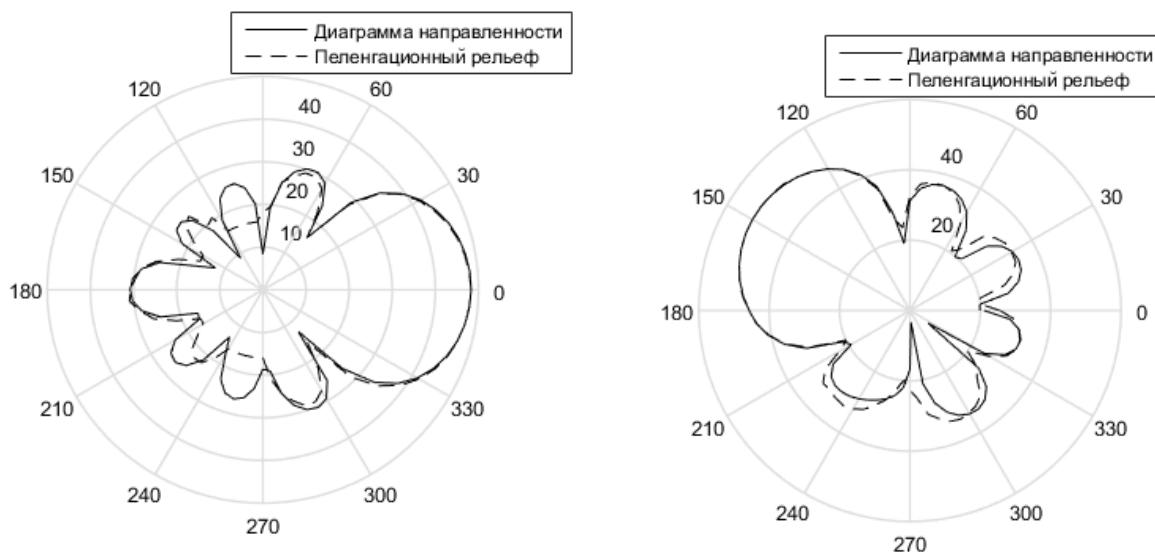


Рис. 1. ДН и пеленгационный рельеф для различных углов фазирования.

Видно, что характеристики имеют значительное сходство. Для измерений с эталонной антенны были получены аналогичные результаты. Полученные результаты подтверждают возможность использования ПР для оценки эффективности методики калибровки в полевых условиях.

#### 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА МЕТОДИКИ КАЛИБРОВКИ РАДИОМОДЕМА ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Для оценки эффективности предложенной методики калибровки многоканальной системы в полевых условиях в качестве заданного ПР, с которым проводилось сравнение, использовался ПР, рассчитанный с помощью калибровочных коэффициентов, полученных при калибровке в лабораторных условиях с помощью восьмиканального прибора когерентного приема и анализа сигналов National Instruments (калибровочные сигналы подаются на восемь входов радиомодема). На рисунке 2 представлены сравниваемые ПР при разных углах прихода полезного сигнала (углах фазирования).

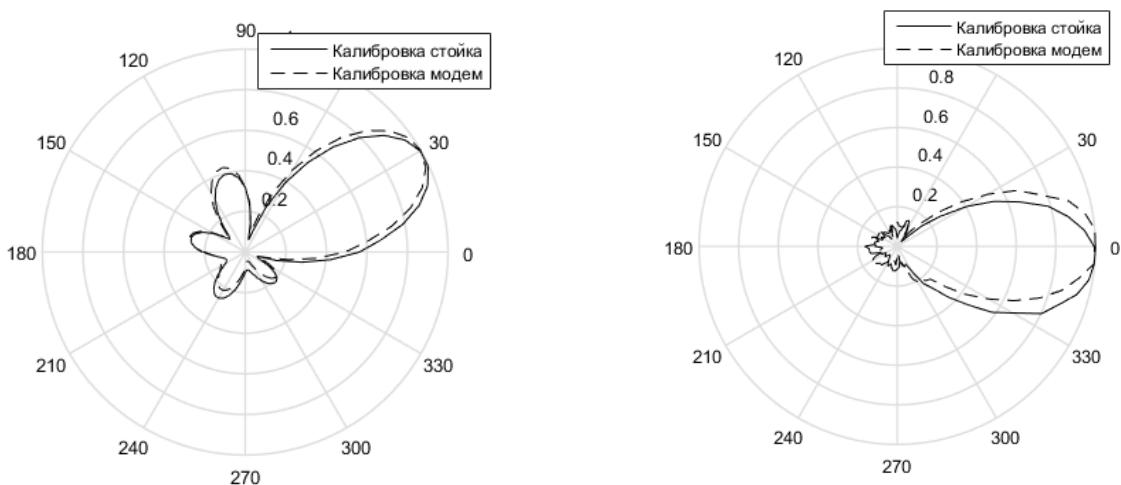


Рис. 2. Пеленгационные рельефы при различных условиях калибровки.

Из результатов видно, что применение калибровочных коэффициентов, полученных в полевых условиях, при любом относительном расположении приёмного и передающего устройств незначительно изменяет ПР – немного возрастает уровень боковых лепестков.

Таким образом, предложенная методика расчета калибровочных коэффициентов имеет следующие преимущества:

- позволяет оперативно проводить калибровку многоканальной системы при эксплуатации;
- не зависит от вида принимаемого сигнала;
- учитывает парциальную ДН каждого элемента с учетом расположения в системе;
- не требует дополнительного опорного канала, что позволяет упростить конструкцию изделия.

#### 5. МЕТОДИКА КОРРЕКТИРОВКИ ФАЗИРУЮЩИХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ В УСЛОВИЯХ ЧАСТИЧНЫХ ОТКАЗОВ И ВОЗМОЖНЫЕ ВАРИАНТЫ ЕЁ РЕАЛИЗАЦИИ

В процессе эксплуатации изделия возможны ситуации, при которых возникает отказ одного или нескольких приёмо-передающих модулей [4]. Это в свою очередь

может быть обусловлено множеством факторов. В ответ на эти изменения радиотехническое средство (РТС) должно автоматически настроить свою работу таким образом, чтобы учесть негативное влияние отказавшего элемента и максимально минимизировать его, а также обеспечить эффективное выполнение поставленной задачи в кратчайшие сроки.

На сегодняшний день решение задачи адаптации изделия к отказам приёмо-передающих модулей сводится к анализу технического состояния РТС, поиску отказавшего элемента, корректировке фазирующих коэффициентов системы с целью минимизации негативного влияния отказавшего модуля на параметры системы.

В качестве методики, реализующей расчёт фазирующих коэффициентов антенной решётки при условии полных или частичных отказов некоторых приёмо-передающих модулей системы, предлагается использовать подход, изложенный в [5]. Его суть заключается в одновременной оптимизации двух функционалов: среднеквадратического отклонения формируемой диаграммы направленности от заданного распределения поля излучения антенной решётки, характеризующегося заданными параметрами, и отношения сигнал/шум приёмной системы. В качестве метода многопараметрической оптимизации предлагается использовать генетический алгоритм.

Рассмотрим возможность реализации данной методики на микроконтроллере фирмы RISC с тактовой частотой 200 МГц. Для генерации одной хромосомы необходимо выполнить количество тактов равное ее длине, т.е. для генерации хромосомы необходимо  $(3 + 1) * L$  (где  $L$  - разрядность хромосом) машинных циклов, так как необходимо записывать в регистр значение сгенерированного бита. Для инициализации всей популяции, с учетом размещения особей в ОЗУ или ПЗУ, необходимо выполнить  $((3 + 1) * L + 2) * R$  (где  $R$  - размер популяции) машинных циклов.

Например, при размере популяции равной 200 и разрядности хромосомы равной 16, для инициализации начальной популяции потребуется 13200 тактов, что при тактовой частоте 200 МГц составит 66 мкс. Далее последуют временные затраты на математические операции - селекцию, скрещивание, мутации особей. Для большей точности расчета коэффициентов алгоритмом потребуется задать большое количество итераций вычислений. Все это существенно снизит время выполнения программы, и как следствие быстродействие модема. Если микроконтроллер имеет меньшую тактовую частоту и меньшую разрядность, это время увеличится в разы, а то и в десятки.

Таким образом, решение подобного рода задач требует высокого электронно-вычислительного ресурса и подобрать микроконтроллер, способный обеспечить эффективное функционирование изделия и минимальные временные затраты на выполнение операций, не представляется возможным, а применение ПЛИС в изделии существенно увеличивает материальные и трудовые затраты.

Поэтому, для более оперативного и менее затратного решения проблемы адаптации изделия к отказам предлагается следующее: на этапе регулировки устройства определяются целевые функции для получения заданных диаграмм направленности системы при различных вариантах отказов ППМ; с помощью представленной выше

методики рассчитываются фазирующие коэффициенты для различных углов фазирования и всех возможных вариантов отказов; формируется база данных фазирующих коэффициентов.

Расчетным путём было установлено, что количество конфигураций вариантов отказов ППМ 8-ми элементной ЦАР может достигать 37. Из-за широкого основного лепестка диаграммы направленности углы фазирования можно брать через 5 градусов, а из-за симметричности системы достаточно ограничиться углами фазирования от 0 до 45 градусов. В итоге для одного варианта отказа необходимо 10 наборов с 16 действительными значениями фазирующих коэффициентов. По полученным результатам на этапе регулировки формируется база технологических данных, с которой будет взаимодействовать изделие в процессе работы.

Файл с базой данных, предлагается хранить во flesh-накопителе в самом изделии. Микроконтроллер будет напрямую обращаться к базе для считывания технологических данных и обрабатывать их. Упрощенная структурная схема изделия представлена на рисунке 3.



Рис. 3. Обобщённая структурная схема.

При включении РТС происходит внутренний диагностический контроль, на этапе которого радиомодем определяет полные или частичные отказы ППМ. По результатам внутренней диагностики модем взаимодействует с базой технологических данных определяет режим функционирования изделия и считывает из таблицы фазирующие коэффициенты, соответствующие выбранному режиму. На основе полученных данных и решающего правила алгоритм может также предложить пользователю наиболее оптимальный угол приёма и рекомендации по повороту изделия.

Хранение в базе данных заранее рассчитанных фазирующих коэффициентов для всех возможных вариантов отказов позволяет существенно упростить аппаратную и программную части изделия, а также значительно снизить временные и материальные затраты по сравнению с реализацией методики в цифровой аппаратной части.

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предлагается методика расчета калибровочных коэффициентов для цифровой антенной решетки в условиях эксплуатации. Выведены соотношения для расчёта калибровочных коэффициентов, использующие как измеренные отсчёты

сигнала на каждом элементе решётки, так и априорные данные о направлении прихода сигнала и парциальных диаграммах направленности элементов системы. В качестве оценки эффективности применения алгоритма предлагается использовать отклонение рассчитанного пеленгационного рельефа приемной системы от заданного. Экспериментально подтверждена эффективность оценки с помощью разработанной методики. Также в работе предлагается методика корректировки фазирующих коэффициентов антенной решётки в условиях полных или частичных отказов некоторых приёмно-передающих модулей системы. При этом анализируются подходы и требуемые аппаратно-программные ресурсы для реализации данной методики. Показано, что наименее вычислительно-затратным является подход, основанный на взаимодействии системы с заранее созданной базой данных фазирующих коэффициентов для различных условий функционирования.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Артёмов М.Л. Максимально правдоподобный алгоритм оценивания калибровочных коэффициентов радиоприемного тракта многоканального обнаружителя-пеленгатора по всем взаимным спектрам калибровочного сигнала с произвольным распределением энергии в частотно-временной области / М.Л. Артёмов, О.В. Афанасьев, О.А. Машарова, М.П. Сличенко. // Теория и техника радиосвязи. – 2019. - №3. – с.82-88.
2. Дмитриев Д.Д. Калибровка приемных каналов адаптивной цифровой антенной решётки / Д.Д. Дмитриев // Малые космические аппараты: производство, эксплуатация и управление. – 2017. с. 387-389.
3. Худяков В.В. Метод компенсации искажений амплитудно-фазового распределения поля в раскрытии антенны, обусловленных воздействием климатических факторов / В.В. Худяков // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Технические науки. – 2009. - №5. – с. 49-54.
4. Аверина Л.И. Влияние отказов приёмно-передающих модулей кольцевой цифровой антенной решётки на её основные характеристики / Л.И. Аверина, Ж.В. Шапошникова, Е.В. Аверина, Н.О. Левенков // Теория и техника радиосвязи. - 2017. - №4. - С. 56-61.
5. Аверина Л.И. Увеличение помехоустойчивости системы радиосвязи за счёт амплитудно-фазового синтеза кольцевой антенной решётки / Л.И. Аверина, А.А. Гриднев, М.А. Корольков, Е.П. Никитенко, Ж.В. Шапошникова // Теория и техника радиосвязи. – 2016. - №2. –С. 5-11.

## REFERENCES

1. Artyomov M.L. The maximum likelihood estimation of calibration coefficients of the radio receiving tract of multichannel detection-direction finder for an arbitrary energy distribution of calibration signal in the time-frequency region / M.L. Artyomov, O.V. Afanasyev, O.A. Masharova, M.P. Slichenko. // Theory and technology of radio communication. – 2019. - №3. – c.82-88.
2. Dmitriev D.D. Receiving channel calibration for smart antennas / D.D. Dmitryev // Small spacecraft: production, operation and management. – 2017. c. 387-389.
3. Hudyakov V.V. A distortion compensating of the amplitude-phase distribution of the field in the antenna aperture caused by exposure to the climatic factors / V.V. Hudyakov // News of universities. North-Caucasian region. Technical science. – 2009. - №5. – c. 49-54.
4. Averina L.I. Effect of transceiver failures in ring digital antenna array on its main parameters / L.I. Averina, Z.V. Shaposhnikova, E.V. Averina, N.O. Levenkov // Theory and technology of radio communication. - 2017. - №4. - C. 56-61
5. Averina L.I. Increasing the noise immunity of a radio communication system through amplitude-phase synthesis of ring antenna array / L.I. Averina, A.A. Gridnev, M.A. Korolkov, E.P. Nikitenko, Z.V. Shaposhnikova // Theory and technology of radio communication. – 2016. - №2. –C. 5-11.

## МЕТОДИКА РАСЧЁТА ОСЛАБЛЕНИЯ НАПРЯЖЁННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ПРОТЯЖЁННОМ ЭКРАНИРОВАННОМ ТОННЕЛЕ

А. Л. Бузов<sup>1</sup>, Ю. И. Кольчугин<sup>1</sup>, А. Д. Красильников<sup>1</sup>, А. И. Моторко<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «СИП РС», Самара, Россия

<sup>2</sup>ФГБОУ ВО ПГУТИ, Самара, Россия

**Аннотация.** В статье представлены результаты расчетов напряженности электрического поля в экранированном тоннеле. Было проведено моделирование тоннеля при различном расположении излучающего кабеля. Для расчета напряженности была выбрана комбинированная модель, где излучающий кабель рассчитывался методом моментов, а стены тоннеля методом физической оптики. Результаты расчета показывают увеличение передаточных потерь при приближении кабеля к экранированной стене тоннеля. Расположение кабеля под потолком ухудшает характеристики излучения на частоте 230 МГц и практически не влияет на 430 МГц.

**Ключевые слова:** излучающий кабель, протяженный тоннель, погонное затухание, передаточные потери, напряженность поля.

## METHOD FOR CALCULATING THE ELECTRIC FIELD VOLTAGE ATTENUATION IN AN EXTENDED SHIELDED TUNNEL

A. L. Buzov<sup>1</sup>, U. I. Kolchugin<sup>1</sup>, A. D. Krasilnikov<sup>1</sup>, A. I. Motorko<sup>2</sup>

<sup>1</sup> JSC «SIB RS», Samara, Russia

<sup>2</sup>PSUTI, Samara, Russia

**Abstract.** The article presents the results of calculations of the electric field strength in a shielded tunnel. A simulation of the tunnel was carried out at different locations of the radiating cable. The radiating cable was calculated by the method of moments, and the tunnel walls by the method of physical optics. The calculation results show an increase in coupling loss when the cable approaches the shielded tunnel wall. Placing the cable under the ceiling degrades the emission characteristics at 230 MHz and has almost no effect at 430 MHz.

**Keywords:** radiating cable, long tunnel, linear attenuation, coupling loss, field strength.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Предоставление широкополосного доступа под землёй является достаточно сложной технической задачей. Большая часть подземного пространства представляет собой узкие длинные тоннели. Множественные отражения от стен тоннеля могут ослабить мощность излучаемого антенной сигнала, поэтому использование точек доступа с традиционными антennами в тоннеле не эффективно [1]. Использование излучающего кабеля (ИК) проложенного вдоль изолированных стен позволяет более равномерно распределить мощность сигнала внутри тоннеля [2].

### 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗЛУЧАЮЩЕГО КАБЕЛЯ В ИЗОЛИРОВАННОМ ТОННЕЛЕ

Для проведения расчётов напряженности электрического поля, в программном комплексе FEKO была смоделирована электродинамическая система, состоящая из изолированного тоннеля и подвешенного у его стены излучающего кабеля. Нижняя

часть тоннеля представляет собой забетонированный пол и имеет параметры  $\varepsilon = 6$ ,  $\sigma = 0.001 \text{ См}/\text{м}$ .

Модель ИК представляет собой проводящий цилиндр диаметром 297 мм, с множеством прямоугольных, направленных в одну сторону отверстий (щелей). В центре цилиндра напротив отверстия расположена источник возбуждения – элементарный электрический излучатель (рис. 1) [3]. Расстояние между щелями ИК – 0,1 м. Длина каждого участка кабеля в тоннеле равна 2 м, а расстояние между кабелями 10 м. При моделировании тоннеля был выбран прямой участок с высотой стен 2 м, сделанных из металлических панелей «АЛБЕС» (рис. 2).

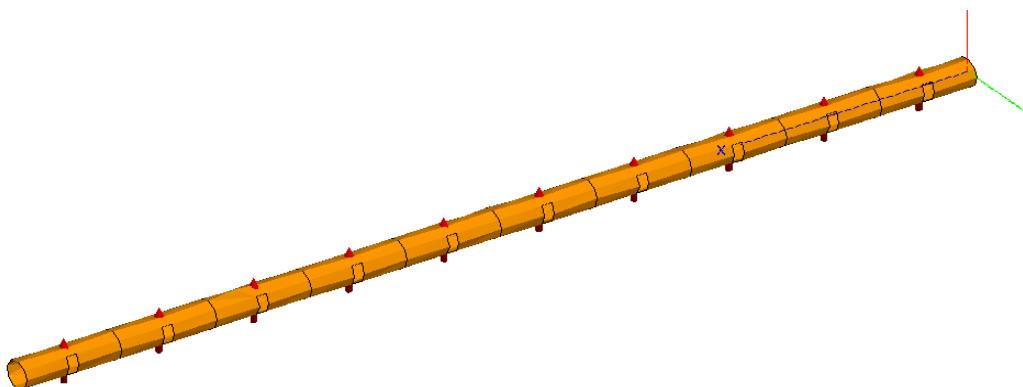


Рис. 1. модель излучающего кабеля

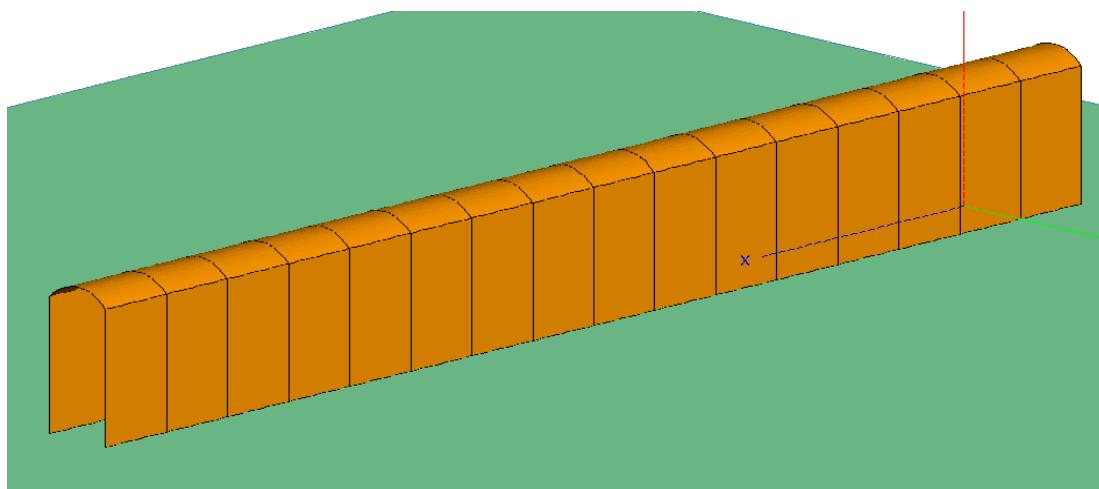


Рис. 2. модель изолированного тоннеля

### 3. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИК

Погонное затухание – это мера затухания сигнала, распространяющегося вдоль кабеля. Оно рассчитывается по следующей формуле:

$$a = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (1)$$

где  $P_{in}$  – мощность на входе в кабель,  $P_{out}$  – мощность на выходе из кабеля.

Погонное затухание вызывается потерями в проводниках и диэлектрике, а так же количеством уже излученной кабелем энергии. Погонные потери увеличиваются с ростом частоты и уменьшаются с ростом диаметра кабеля. Кроме того, погонное затухание зависит от взаимного положения ИК и окружающих предметов.

Передаточные потери (CL) характеризуют связь энергии, распространяющейся по кабелю и принимаемой внешней антенной. Они определяются соотношением мощности сигнала, принятого антенной, и мощности сигнала в ИК.

$$CL = 10 \log \frac{P_{cable}}{P_{antenna}} \quad (2)$$

где  $P_{cable}$  – мощность сигнала в кабеле, в сечении, ближайшем к антенне,  $P_{antenna}$  – мощность сигнала, на выходе антенны.

Допускаются два способа измерений величины CL определенных стандартом IEC 61196-4: метод заземленной плоскости и метод открытого пространства.

В методе заземленной плоскости излучающий кабель проложен на расстоянии от 10 до 12 см над уровнем бетона. Центр приемной антенны расположен на расстоянии 2 м по вертикали от излучающего кабеля. Напряженность поля измеряется, когда антenna двигается вдоль оси кабеля.

В методе свободного пространства излучающий кабель подвешен на изолирующих элементах на высоте от 1.5 до 2 м. Центр антенны находится на расстоянии 2 м от излучающего кабеля и на такой же высоте. Измерение напряженности поля так же происходит при движении антенны вдоль оси кабеля.

В большинстве применений, излучающий кабель подвешен достаточно близко от отражающей поверхности (стен или потолка). Очевидно, что метод заземленной плоскости более близок к ситуациям, встречающимся на практике. По этой причине метод заземленной плоскости является наиболее предпочтительным.

#### **4. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ**

Расчет напряженности электрического поля производился с помощью комбинированной модели [4,5] (методом моментов рассчитывался ИК, а сам тоннель рассчитывался методом физической оптики) на частотах 230 и 430 МГц. На графиках представлено распределение электрического поля вдоль левой стороны тоннеля, на расстоянии 0.68 м от ИК (рис. 3 а), по центру тоннеля, 0.45 м от ИК (рис. 3 б) и вблизи правой стороны 0.22 м от ИК (рис. 3 в). Расчет напряженности поля проводится на высоте 1 м над бетонированным полом. Кабель располагается на высоте 0.7 м над полом и 0.05 м от правой стороны тоннеля.

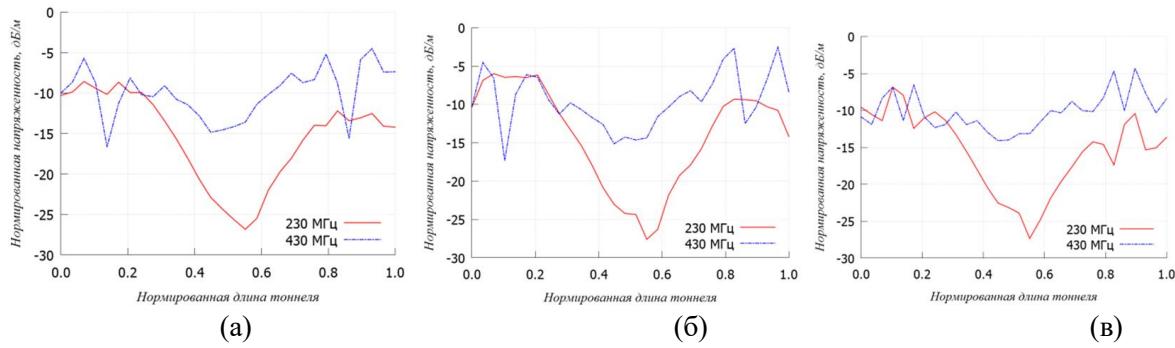


Рис. 3. Распределение поля вдоль тоннеля (0Х), рассчитанное на частотах 230 МГц и 430 МГц

Далее на графиках представлено распределение напряженности электрического поля, формируемое ИК расположенным на высоте 0.7 м над полом и 0.03м от правой стороны тоннеля, на частоте 230 МГц и 430 МГц. В случае, когда абонент перемещается вдоль левой стороны тоннеля, на расстоянии 0.68 м от ИК (рис. 4 а), по центру тоннеля, 0.45 м от ИК (рис. 4 б) и вблизи правой стороны 0.22 м от ИК (рис. 4 в).

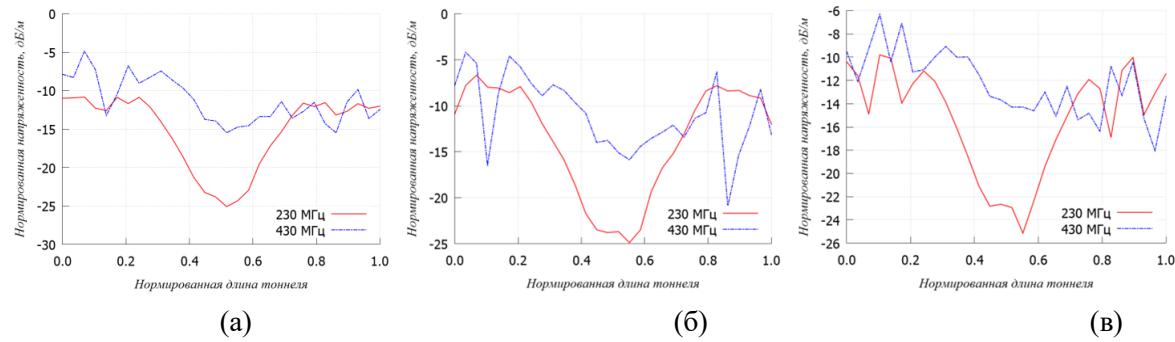


Рис. 4. Распределение поля вдоль тоннеля (0Х), рассчитанное на частотах 230 МГц и 430 МГц

На рисунке 5 представлены графики распределения напряженности электрического поля на частоте 230 МГц и 430 МГц при расположении кабеля под потолком экранированного тоннеля, на высоте 1.6 м над бетонированным полом. В случае, когда абонент перемещается вдоль левой стороны тоннеля, на расстоянии 0.68 м от ИК (рис. 5 а), по центру тоннеля, 0.45 м от ИК (рис. 5 б) и вблизи правой стороны 0.22 м от ИК (рис. 5 в).

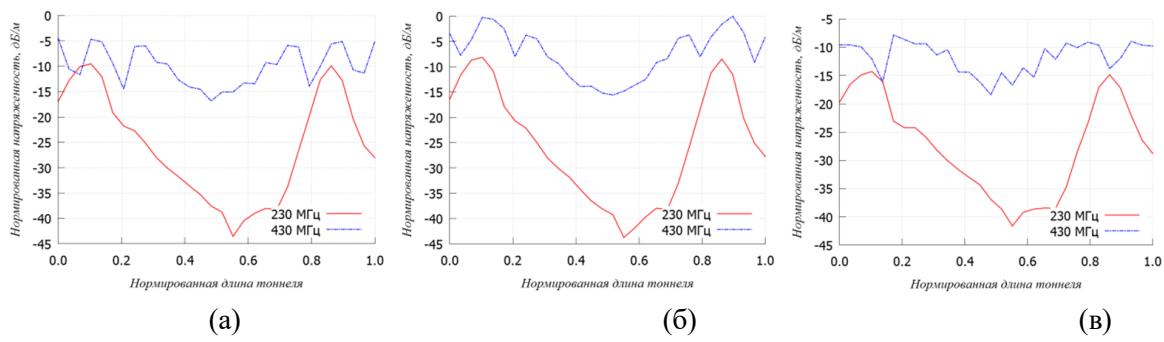


Рис. 5. Распределение поля вдоль тоннеля (0Х), рассчитанное на частотах 230 МГц и 430 МГц

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Ослабление за счёт ориентации приёмной антенны относительно излучающего кабеля и могут составлять 10-15 дБ. Приближение ИК к металлической стенке на 0.02 м (с 0.05 м до 0.03 м) в целом уменьшает передаточные потери на 3- 4 дБ. При расположении ИК под потолком тоннеля наблюдается ухудшение излучающих характеристик (ослабление напряжённости электрического поля и значение мощности, наведенной в антенах) в 2 раза на частоте 230МГц и практически не влияет на 430 МГц.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Громаков, Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Технологии электронных коммуникаций, 1996. – 239 с.
2. Abo, S.O.M. Propagation of electromagnetic waves in a rectangular tunnel // Appl. Math. And Comput. – 2003. – V. 136. – № 2 – 3. – P. 405 – 413.
3. Бузов, А.Л., Красильников А.Д., Минкин М.А. и др. Излучающие кабели RADIAX и вопросы их применения // Вестник СОНИИР. – 2002. – № 1. – С. 19 – 23
4. Delogne, P. Electromagnetic propagation in tunnels // IEEE Trans. on Ant. and Prop. – 1991. – V. 39. – № 3. – P. 401 – 406.
5. Didascalou, D., Maurer J., Wiesbeck W. Subway tunnel guided electromagnetic wave propagation at mobile communication frequencies // IEEE Trans. on Ant. and Prop. – 2001. – V. 49. – № 11. – P. 1590 – 1596.

## REFERENCES

1. Gromakov, Yu.A. Mobile radio communication standards and systems. - M.: Technologies of electronic communications, 1996. – P. 239.
2. Abo, S.O.M. Propagation of electromagnetic waves in a rectangular tunnel // Appl. Math. and Comput. – 2003. – V. 136. – № 2 – 3. – P. 405 – 413.
3. Buzov, A.L., Krasilnikov A.D., Minkin M.A. and others. Radiating cables RADIAX and questions of their application // Vestnik SONIIR. - 2002. - No. 1. - P. 19 - 23
4. Delogne, P. Electromagnetic propagation in tunnels // IEEE Trans. on Ant. and Prop. – 1991. – V. 39. – № 3. – P. 401 – 406.
5. Didascalou, D., Maurer J., Wiesbeck W. Subway tunnel guided electromagnetic wave propagation at mobile communication frequencies // IEEE Trans. on Ant. and Prop. – 2001. – V. 49. – № 11. – P. 1590 – 1596.

## МИНИМИЗАЦИЯ ЭПР САМОЛЕТА В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ УГЛА НАКЛОНА ВЕРТИКАЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ

Е. А. Ищенко<sup>1</sup>, С. М. Фёдоров<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В статье рассматривается моделирование эффективной поверхности рассеяния в горизонтальной плоскости хвостового оперения самолёта и определения зависимости наклона вертикальных стабилизаторов на характеристики картин моностатической ЭПР. Для моделирования применялись асимптотические методы в электродинамике – методов геометрической теории дифракции и физической оптики (SBR). Результаты исследований показали, что наклон вертикальных стабилизаторов позволяет значительно снизить уровень ЭПР объекта, что является важной задачей при разработке стелс-самолетов. В статье приводятся максимальные значения моностатической ЭПР, диаграммы обратного рассеяния в горизонтальной плоскости в полярных и декартовых координатах, описания метода моделирования.

**Ключевые слова:** эффективная площадь рассеяния, стелс-технология, метод геометрической теории дифракции и физической оптики (SBR).

## MINIMIZING THE RCS OF THE AIRCRAFT IN THE HORIZONTAL PLANE BY CHANGING THE ANGLE OF INCLINATION OF THE VERTICAL STABILIZERS

E. A. Ischenko<sup>1</sup>, S. M. Fedorov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The article discusses the modeling of the radar cross section in the horizontal plane of the tail of an aircraft and the determination of the dependence of the inclination of vertical stabilizers on the characteristics of the monostatic RCS patterns. For modeling, asymptotic methods in electrodynamics were used – shooting bouncing rays (SBR). The research results have shown that the inclination of the vertical stabilizers can significantly reduce the RCS level of the object, which is an important task in the development of stealth aircraft. The article presents the maximum values of monostatic RCS, backscatter diagrams in the horizontal plane in polar and Cartesian coordinates, and descriptions of the modeling method.

**Keywords:** radar cross section, stealth technology, shooting bouncing rays (SBR).

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие современных технологий позволяет понижать значение эффективной площади рассеяния объектов. Для достижения этих целей производится оптимизация геометрических параметров объекта и применение стелс-покрытий. Одной из особенностей самолетов с применением технологий снижения заметности является наклон вертикальных хвостовых стабилизаторов. Постоянное развитие технологий электродинамического моделирования позволяет достичь высокой точности в измерении эффективной площади рассеяния и формированием рекомендаций по ее снижению.

Базовыми способами решения таких задач являются интегральные и асимптотические методы электродинамического моделирования. Во многих работах [1-10] описываются примеры использования методов электродинамического моделирования для определения ЭПР объектов, а также сравнение результатов с реальными измерениями. В работе [1, 2] приводится сравнение методов геометрической теории дифракции и физической оптики (SBR) – асимптотического метода и метода моментов (МОМ MLFMM) – интегрального. Как показывают результаты, использование асимптотических методов трассировки лучей позволяет вычислить значения ЭПР с высокой точностью, которая при этом определяется шагом угла сканирования. Данные методы при этом могут применяться только в случаях, когда размеры объектов более 100 длин волн. При этом результаты измерения реальных прототипов позволяют показать высокую точность результатов моделирования [2].

Применение методов моделирования также позволяет получить более высокую точность результатов, нежели чем при аналитических методах [3]. Для всех методов при этом постоянно предлагаются новые способы повышения точностей [4-10], которые реализовываются в программном обеспечении. В данной работе исследуется влияние угла наклона вертикальных стабилизаторов самолета на значения ЭПР в горизонтальной плоскости.

## 2. СТЕЛС-ТЕХНОЛОГИЯ

Стелс-технология используется для снижения значений ЭПР объектов. Сейчас данная технология применяется во всех сферах техники: самолеты, корабли, беспилотные летательные аппараты и др. Особо важной компонентой при разработке самолетов выступает оптимизация геометрических параметров объекта, так как помимо оптимизации направлений отражения электромагнитных волн требуется достижение высоких аэrodинамических показателей. Пример самолетов с применяемой стелс-технологией приводится на рис. 1.

Как видно по приведённым самолетам, отличительной особенностью всех конструкций является наличие наклона хвостовых стабилизаторов, которое позволяет понизить значения ЭПР, помимо этого применяются и другие технологии снижения заметности: специальные покрытия, размещение подвесного оборудования внутри корпуса, особые геометрии воздуховодов и другие.

При этом в процессе начального моделирования в процессе разработки аэродинамической конструкции и выполнения CFD-вычислений производится первоначальная настройка геометрической формы, которая позволит достичь минимальных значений ЭПР, например, выбор угла наклона стабилизаторов, однако слишком большой угол наклона может привести к необходимости отказа от горизонтальных стабилизаторов, например, как в самолете-прототипе Northrop YF-23, однако такой тип конструкции оказывается пусть и выигрышным со стороны значений ЭПР, однако значительно повышает стоимость самолета и усложняет его последующее развитие.

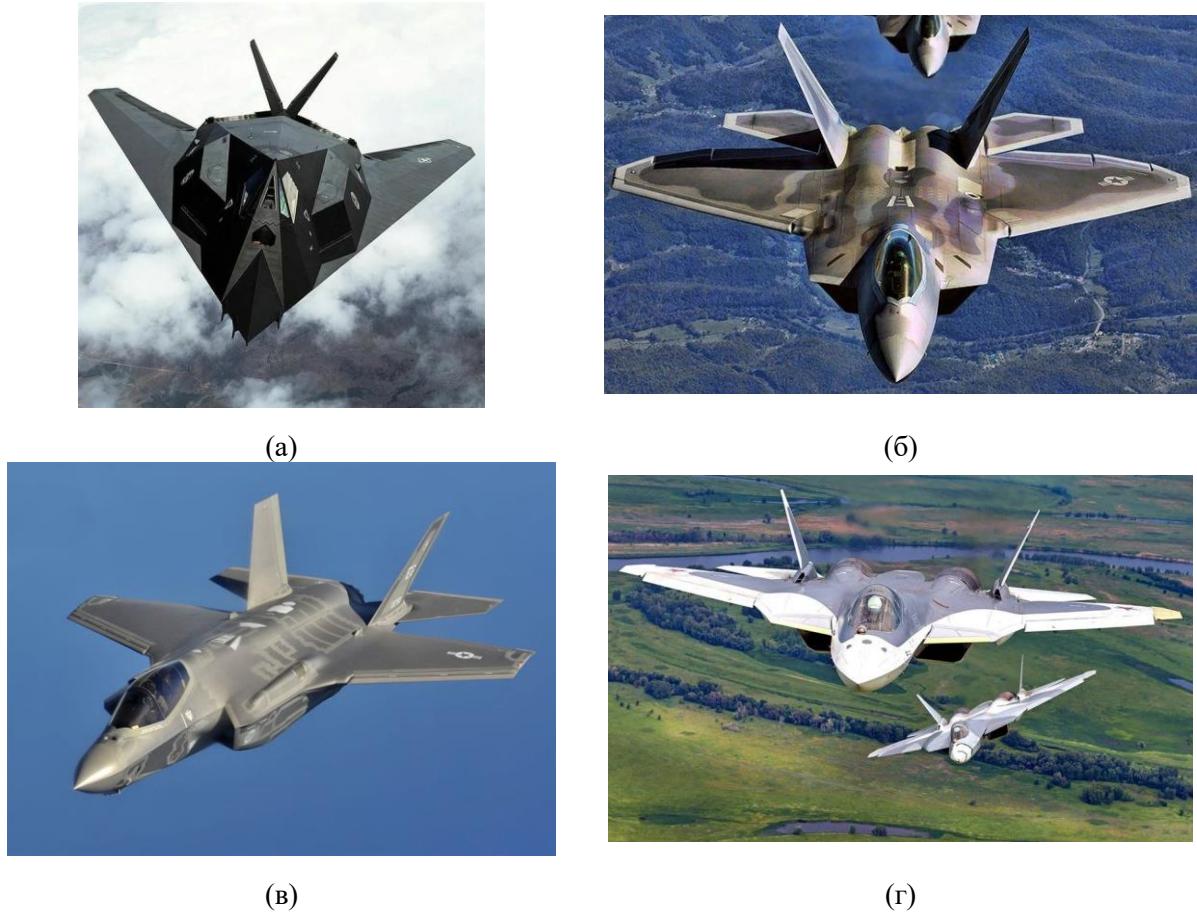


Рис. 1. Самолеты с технологиями понижения заметности: а) Lockheed F-117 Nighthawk; б) Lockheed Martin F-22 Raptor; в) Lockheed Martin F-35 Lightning II; г) Сухой Су-57 (ПАК ФА)

### 3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ МЕТОДА SBR

Рассмотрим плоскую волну, которая падает на исследуемую структуру. Тогда Е-поле будет описываться в соответствии с:

$$E_i = [h\hat{\theta}_i - v\hat{\phi}_i] e^{jk_i \cdot r}, \quad (1)$$

где  $h$  и  $v$  – амплитуды горизонтально и вертикально поляризованных компонент соответственно, а  $k_i$ :

$$k_i = k_0 (\hat{x}(\sin \theta_i \cos \varphi_i) + \hat{y}(\sin \theta_i \sin \varphi_i) + \hat{z} \cos \theta_i). \quad (2)$$

SBR включает в себя принципы GO (геометрической оптики) для отслеживания точек попадания на поверхность. Волновой фронт моделируется как пучок параллельных лучей, определяемых лучевым уравнением:

$$R(t) = O + t\hat{D}, \quad (3)$$

где  $t$  определяет фазу падающего поля в точке попадания,  $O$  – вектор начала координат, несущий опорную точку, а  $\hat{D}$  – единичный вектор в направлении луча.

Прежде чем перейти к вычислению поля, рассмотрим рис. 2, где  $R_{inc}$  – луч, падающий в точку  $P_1$  на поверхность  $S$  модели самолета, а  $R_{ref}$  – отраженный луч от  $P_1$ . Согласно закону Снеллиуса падающие и отраженные лучи лежат в одной плоскости, а

угол падения, измеренный от  $R_{inc}$  до вектора нормали  $\hat{v}$ , равен углу отражения, измеренному от  $\hat{v}$  до  $R_{ref}$ , если  $P_l$  – начало системы координат, где  $\hat{x}_l$  перпендикулярен  $\hat{v}$ , а  $\hat{u}$  находится вне плоскости.

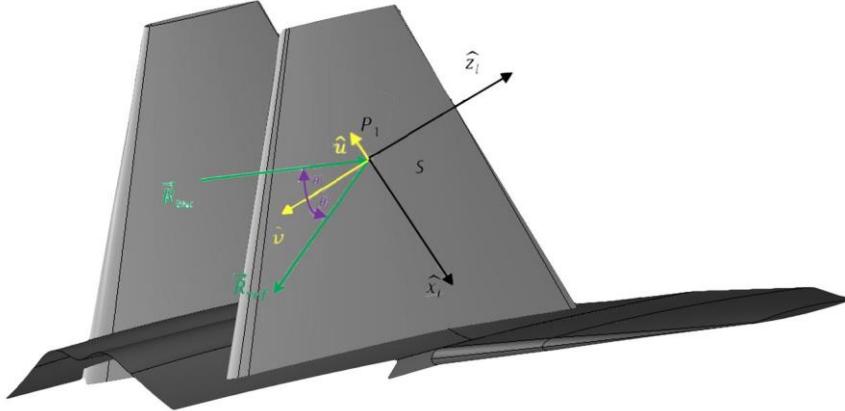


Рис. 2. Локальная система координат с базисными векторами  $\hat{x}_l$ ,  $\hat{y}_l$ ,  $\hat{z}_l$ , где  $\hat{y}_l$  находится внутри плоскости. Согласно закону Снеллиуса падающий и отраженный лучи  $R_{inc}$  и  $R_{ref}$  лежат в одной плоскости, то есть плоскости  $\hat{y}_l$ ,  $\hat{z}_l$

Три основных вектора описывается:

$$\hat{x}_l = \hat{u} \times \hat{v}, \quad (4)$$

$$\hat{y}_l = -\hat{u}, \quad (5)$$

$$\hat{z}_l = -\hat{v}. \quad (6)$$

Используя указанную выше систему координат, угол места и азимутальные углы падающего луча  $\theta_l^i$  и  $\varphi_l^i$  задаются выражениями:

$$\theta_l^i = \cos^{-1}(R_{inc} \cdot \hat{v}), \quad (7)$$

$$\varphi_l^i = 0 \quad (8)$$

Чтобы вычислить Е-поле, связанное с  $R_{ref}$ , падающее Е-поле разлагается на поперечные электрические TE(H) и поперечные магнитные TM(E) компоненты, так как каждой компоненте будут соответствовать разные коэффициенты отражения, которые после вычислений переводятся в глобальную систему координат.

Здесь следует отметить, что в этой методике, в отличие от РО (физической оптики), учитываются многократные отражения. Как только луч отражается от поверхности, он перемещается на новую поверхность и продолжает отражаться, пока не достигнет выходной апертуры или не достигает числа максимальных отражений, которые определены заранее. В течение всего этого цикла необходимо отслеживать амплитуду луча. Амплитуда при ( $k+1$ ) отражении зависит от  $k$ -го отражения, его коэффициента отражения и коэффициента расходимости (DF):

$$E(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1}) = (DF)_i \times \bar{\Gamma}_i \times E(x_k, y_k, z_k) e^{-j\phi} \quad (9)$$

где

$$\mathcal{O} = k_0 \left[ (x_{k+1} - x_k)^2 + (y_{k+1} - y_k)^2 + (z_{k+1} - z_k)^2 \right]^{1/2} \quad (10)$$

Член  $(DF)_i$  является мерой изменения формы лучевой трубы между  $k$ -м и  $(k+1)$  отражением, как показано на рис. 3.

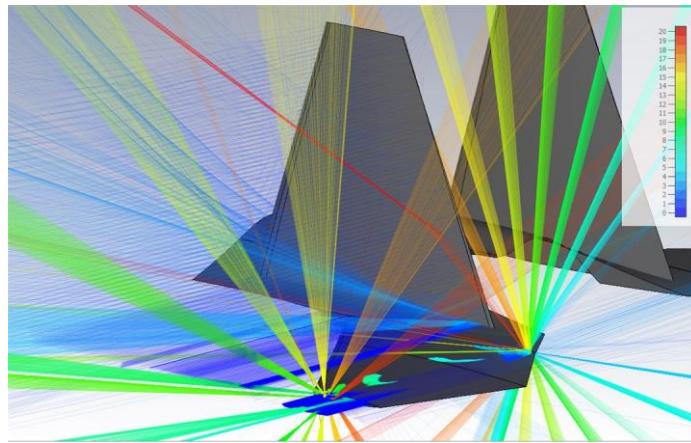


Рис. 3. Картина отражений лучей от объекта при использовании метода SBR

Уравнение (9) используется для нахождения электрического поля на объекте, которое индуцирует поверхностный ток, который вычисляется с использованием следующего уравнения:

$$M_s = 2E(x_i, y_i, 0) \times \hat{z} \quad (11)$$

Излучение, которое вызвано возникшим током, определяется в соответствии с:

$$E_{RCS} = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \left[ \hat{\theta}_i A_\theta + \hat{\varphi}_i A_\varphi \right] \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\varphi \end{bmatrix} = \frac{jk_0}{2\pi} \int \int e^{jk_0((\sin \theta_i \cos \varphi_i)x + (\sin \theta_i \sin \varphi_i)y)} \cdot \begin{bmatrix} E_x \cos \varphi_i + E_y \sin \varphi_i \\ (-E_x \sin \varphi_i + E_y \cos \varphi_i) \cos \theta_i \end{bmatrix} dxdy \quad (13)$$

Вышеупомянутый интеграл используется для вычисления влияния каждого луча на характеристики ЭМВ, где  $E_x$  и  $E_y$  – компоненты  $x$  и  $y$  Е-поля на выходной апертуре. Здесь  $\theta_i$  и  $\varphi_i$  используются, потому что нас интересует моностатическая ЭПР. Члены  $A_\theta$  и  $A_\varphi$  напрямую связаны с ЭПР как при вертикальной, так и при горизонтальной поляризациях. Предположение о плоской волне применяется для аппроксимации электрического поля в каждом луче. Следует отметить, что до сих пор учитывались только зеркальные отражения; однако, помимо зеркального отражения, существуют и другие явления, такие как краевая дифракция, которые способствуют возникновению ЭПР, которые при этом учитываются в процессе электродинамического моделирования.

#### 4. ВЫПОЛНЕНИЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЛИЯНИЯ УГЛА НАКЛОНА ВЕРТИКАЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НА ЭПР

В процессе выполнения исследования было выбрано хвостовое оперение самолета и исследовано значение ЭПР в горизонтальной плоскости. Конструкция приводится на рис. 4.

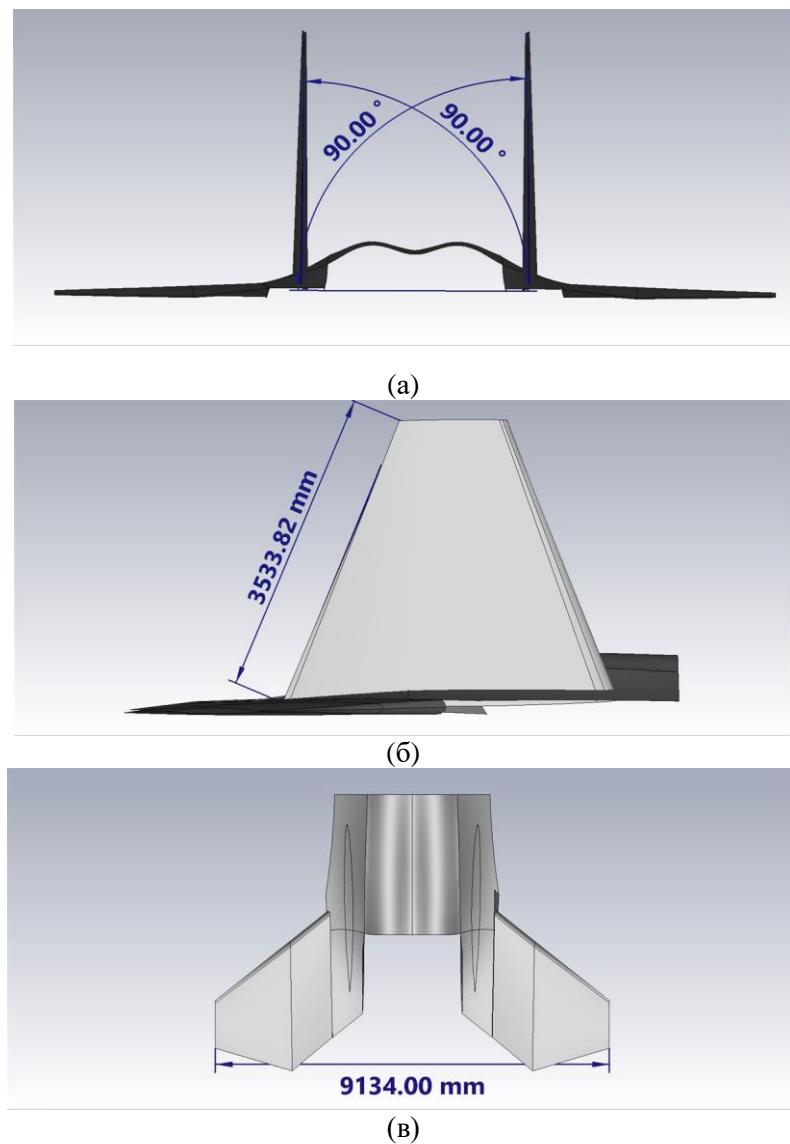


Рис. 4. Исследуемая конструкция хвостового оперения самолета

В процессе моделирования производилось пошаговое изменение угла наклона стабилизаторов с шагом в 5 градусов, при этом производилось вычисление моностатической ЭПР в горизонтальной плоскости с шагом угла сканирования в 0,5 градуса [1]. Падающая плоская волна имела частоту 10 ГГц (Х-диапазон).

В процессе исследования было обнаружено, что максимальные значения эффективной поверхности рассеяния наблюдаются при углах наклона стабилизаторов 90 и 95 градусов, при этом при наклоне в 95 значение даже возросло, что вызвано повторными переотражениями волн от горизонтальных стабилизаторов. На рис. 5

приводится зависимость максимальных значений моностатической ЭПР от угла наклона вертикальных стабилизаторов.

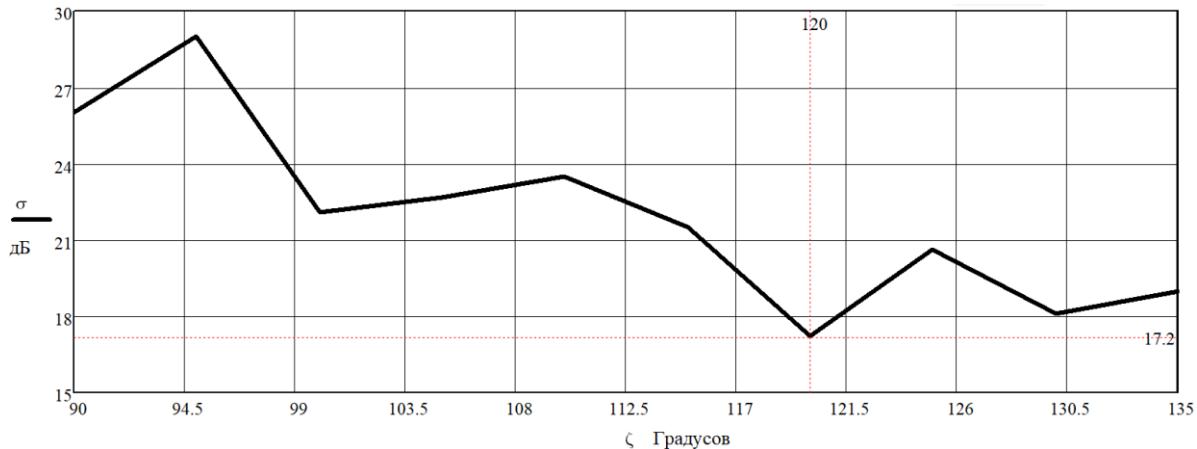
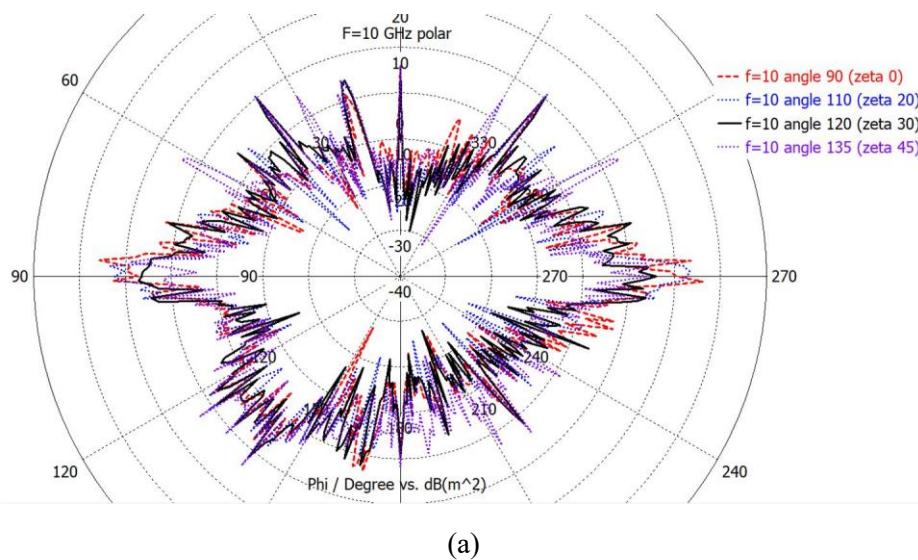


Рис. 5. Зависимость максимальных значений ЭПР от частоты

Полученная зависимость показывает, что минимальный уровень ЭПР получен при наклоне в 120 градусов. На рис. 6 приводятся картины моностатической ЭПР для углов наклона в 90, 110, 120, 135 градусов.

Как видно по полученным результатам, происходит серьезное уменьшение значений ЭПР при изменении угла наклона вертикальных стабилизаторов. Также стоит отметить, что теоретически с увеличением угла наклона стоит ожидать снижения уровня ЭПР, однако стоит учитывать возникающие повторные отражения от горизонтальных стабилизаторов, которые как раз приводят к увеличению переотражений, а следовательно, и к увеличению пиковых значений ЭПР. На рис. 7 приводятся результаты трехмерного анализа для ситуации, когда наклон составлял 90 градусов и 120 градусов (наклон от изначального положения 30).



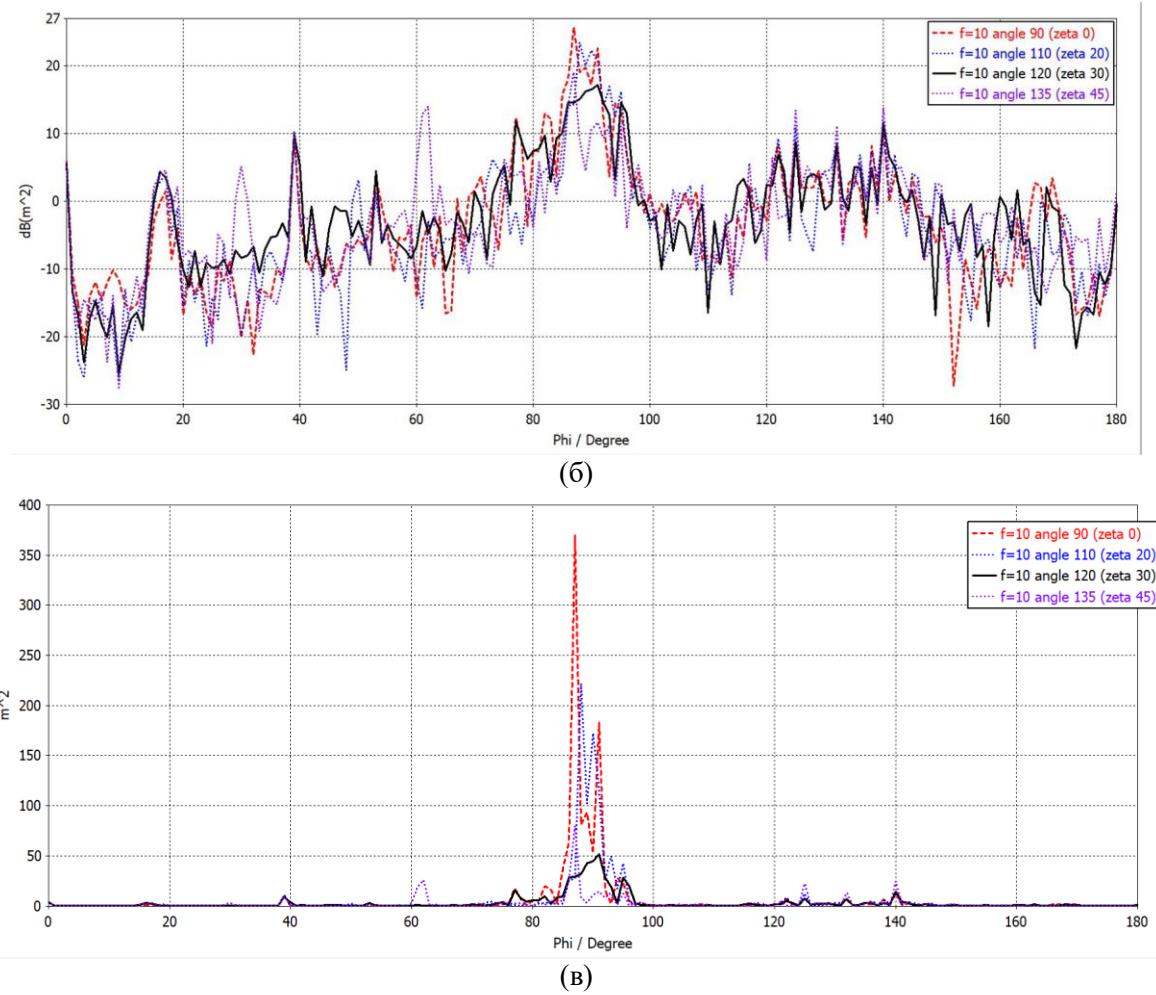
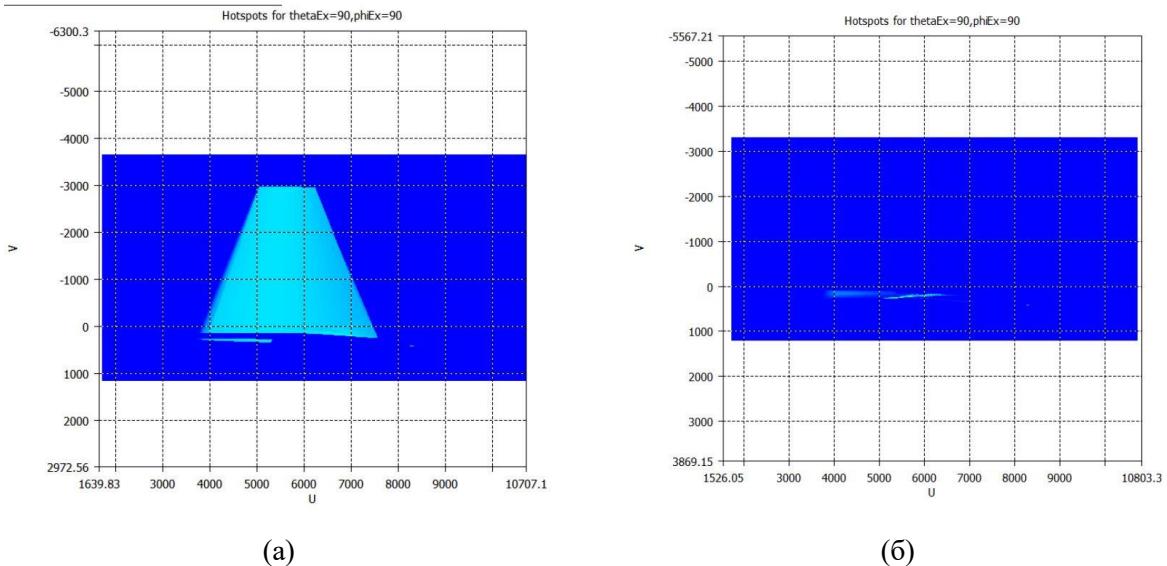


Рис. 6. Картинны моностатической ЭПР: а) – в полярных координатах (логарифмический масштаб); б) – декартова система координат (логарифмический масштаб); в) – декартова система координат (линейный масштаб)



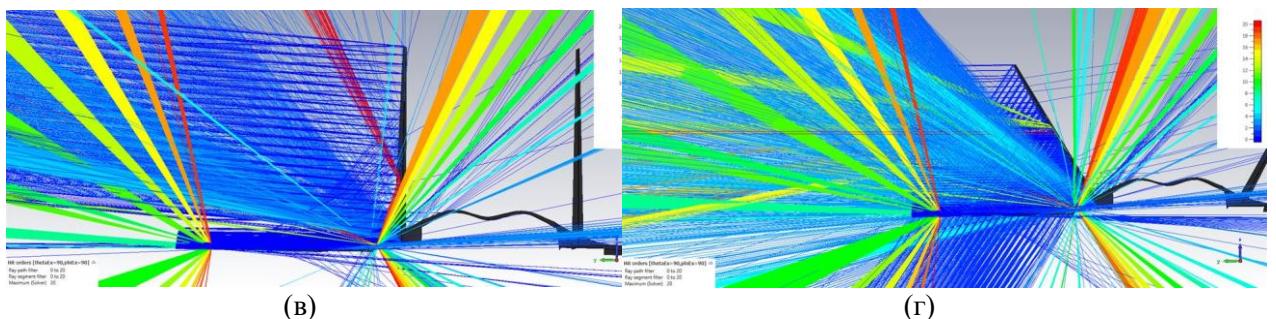


Рис. 6. Картины моностатической ЭПР: а) – в полярных координатах (логарифмический масштаб); б) – декартова система координат (логарифмический масштаб); в) – декартова система координат (линейный масштаб)

Как видно по результатам:

- 1) Произошло затемнение вертикального стабилизатора на картине «блестящих» точек;
- 2) Отражение большого числа радиоволн происходит в иные стороны, а не в направлении прихода радиоволн;
- 3) Увеличилось число лучей с повторным отражением до свободного распространения радиоволн, а это приводит к снижению амплитудных значений сигнала.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Геометрическая оптимизация конструкций позволяет достичь значительного понижения эффективной поверхности рассеяния тел, а при комбинации данных методов со специальными покрытиями удается достичь очень малых значений ЭПР. Для электродинамического моделирования используются асимптотические и интегральные методы в электродинамике. В приведенном исследовании было показано, что изменение наклона вертикальных стабилизаторов в хвостовой части самолета позволяет достичь значительного снижения ЭПР, однако всегда стоит производить анализ для каждой отдельной конструкции, так как возможны повторные отражения, которые негативно скажутся на итоговых результатах. Для определения наиболее влияющих частей возможно отслеживание траекторий распространения лучей при выполнении моделирования методом SBR.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Buddendick H., Eibert T. Concept for accelerated ray-based monostatic RCS simulations using bistatic approximations. // Advances in Radio Science, 2009, Vol. 7, pp. 29-35.
2. Bilal A., Hamza S., Taj Z., Salamat S. Comparison of SBR and MLFMM Techniques for Computation of RCS of a Fighter Aircraft. // IET Radar, Sonar & Navigation, 2019, Vol. 13, No. 13, pp. 1805-1810.
3. Gao W., Sui M., Xu X. Impact of the divergence factor on accurate RCS calculation using shooting and bouncing rays. // 2011 4th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2011, pp. 206-209.
4. Altin N., Yazgan E. High frequency back scattering from a real-scale aircraft using SBR and PTD-EEC method. // Progress in Electromagnetics Research Symposium, 2011, pp. 1465-1469.

5. Tao Y., Lin H., Bao H. GPU-Based Shooting and Bouncing Ray Method for Fast RCS Prediction. Antennas and Propagation. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, Vol. 58, No. 2, pp. 494-502.
6. Pavlovic M. S., Tasic M. S., Mrdakovic B. L., Kolundzija B. M. WIPL-D: Monostatic RCS analysis of fighter aircrafts. // 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016, pp. 1-4.
7. El-Kamchouchy H., Saada K. S., Hafez A. E. S. An Accurate Multistatic Radar RCS (MRCS) for Airhawk F117 Stealthy Target // UKSim 15th International Conference on Computer Modelling and Simulation, 2013, pp. 734-738.

## REFERENCES

1. Buddendick H., Eibert T. Concept for accelerated ray-based monostatic RCS simulations using bistatic approximations. // Advances in Radio Science, 2009, Vol. 7, pp. 29-35.
2. Bilal A., Hamza S., Taj Z., Salamat S. Comparison of SBR and MLFMM Techniques for Computation of RCS of a Fighter Aircraft. // IET Radar, Sonar & Navigation, 2019, Vol. 13, No. 13, pp. 1805-1810.
3. Gao W., Sui M., Xu X. Impact of the divergence factor on accurate RCS calculation using shooting and bouncing rays. // 2011 4th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2011, pp. 206-209.
4. Altin N., Yazgan E. High frequency back scattering from a real-scale aircraft using SBR and PTD-EEC method. // Progress in Electromagnetics Research Symposium, 2011, pp. 1465-1469.
5. Tao Y., Lin H., Bao H. GPU-Based Shooting and Bouncing Ray Method for Fast RCS Prediction. Antennas and Propagation. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, Vol. 58, No. 2, pp. 494-502.
6. Pavlovic M. S., Tasic M. S., Mrdakovic B. L., Kolundzija B. M. WIPL-D: Monostatic RCS analysis of fighter aircrafts. // 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016, pp. 1-4.
7. El-Kamchouchy H., Saada K. S., Hafez A. E. S. An Accurate Multistatic Radar RCS (MRCS) for Airhawk F117 Stealthy Target // UKSim 15th International Conference on Computer Modelling and Simulation, 2013, pp. 734-738.

# О ВОЗМОЖНОСТИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО РАДИОИМПУЛЬСА, ДЕФОРМИРОВАННОГО ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ МЕЖПЛАНЕТНОЙ ТРАССЫ

Г.М. Стрелков, Ю.С. Худышев

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (ФИРЭ РАН), Фрязино, Россия

**Аннотация.** Кратко изложены результаты анализа возможности восстановления формы передаваемого радиоимпульса по временному ходу напряженности поля излучения, регистрируемого на приемном конце трассы. Анализ выполнен применительно к сверхкороткому синусоидальному цугу с синусоидальной огибающей, среда распространения – бесстолкновительная межпланетная плазма. Восстановление формы выполняется на основе полученного интегрального соотношения, во временной области выраждающего поле излучаемого импульса через принимаемое поле. Приведены примеры, иллюстрирующие возможность эффективного восстановления исходной формы излученного импульса для ряда значений параметров задачи. Основными среди последних являются интегральная электронная концентрация трассы и характерная длительность импульса, но не его начальная форма.

**Ключевые слова:** межпланетная плазма, сверхкороткий радиоимпульс, восстановление формы, дисперсионные искажения.

## ON THE POSSIBILITY OF RECOVERY OF THE ULTRA-SHORT RADIO WAVE PULSE DEFORMED WHEN PASSING THE INTERPLANETARY PATH

G.M. Strelkov, Yu.S. Khudyshev

Fryazino branch of the Kotel'nikov Institute of Radio-engineering and Electronics of RAS (FIRE RAS), Fryazino, Russia

**Abstract.** The results of the analysis of the possibility of reconstructing the shape of the transmitted radio wave pulse from the time course of the intensity of the radiation field recorded at the receiving end of the path are briefly presented. The analysis was carried out in relation to an ultrashort sinusoidal train with a sinusoidal envelope, the propagation medium is a collisionless interplanetary plasma. Reconstruction of the shape is performed on the basis of the obtained integral relation, in the time domain expressing the field of the emitted pulse through the received field. Examples are given that illustrate the possibility of efficiently reconstructing the original shape of the emitted pulse for a number of values of the problem parameters. The main ones among the latter are the total electron content of the path and the characteristic pulse duration, but not its initial shape.

**Keywords:** interplanetary plasma, ultrashort radio wave pulse, reconstruction of the shape, dispersion distortions.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Характерной особенностью процесса распространения радиосигналов в плазменных средах является нарастающее с удалением от излучателя изменение их формы и определяемых ею интегральных характеристик. Поле распространяющегося импульса воздействует на свободные заряды в среде, обусловливая их перемещение в простран-

стве с переменным ускорением. В результате движущиеся заряды излучают поглощенную ими энергию в виде электромагнитного поля (см., напр., [1], с.111), и на приемном конце трассы фактически регистрируется не поле пришедшего импульса, а сумма поля импульса и поля излучения среды. Заметим, что это обстоятельство в рамках описания процесса распространения радиоимпульсов на основе интеграла Фурье не учитывается в принципе. Будем поэтому, следуя установившейся терминологии, называть поле, регистрируемое на приемном конце трассы, принимаемым импульсом.

При достаточной протяженности трассы регистрируемый временной ход суммарной напряженности поля может весьма значительно отличаться от такового для излучаемого импульса. Естественно возникают вопросы как о возможности компенсации искажений характеристик передаваемых импульсов (см., напр., [2, 3]), так и о возможности определения характеристик трассы, например, ее длины [4, 5]. Самостоятельным здесь является вопрос о восстановлении исходной формы радиоимпульсов, поступающих в различные среды. Соответственно, целью настоящего доклада является краткое обсуждение возможности восстановления исходной формы поступившего в среду сверхкороткого радиоимпульса по принимаемому импульсу применительно к случаю межпланетной плазмы.

## 2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ И РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Пусть электромагнитный импульс распространяется в холодной плазменной среде по трассе протяженностью  $z$  с интегральной электронной концентрацией (ТЕС). Напряженность поля излучения, регистрируемая на приемном конце трассы, описывается выражением [6]:

$$E(\text{TEC}; t') = E(0; t') - \int_0^{t'} \sqrt{\frac{\delta}{\theta}} J_1(2\sqrt{\delta\theta}) \exp(-v_{\text{эфф}} \theta) E(0; t' - \theta) d\theta. \quad (1)$$

Здесь  $E(0; t')$  – напряженность поля излучения, поступающего в среду;  $t$  – время,  $t' = t - z/c$ ;  $c$  – скорость света;  $v_{\text{эфф}}$  – эффективная частота соударений;  $\delta = \omega_0^2 \frac{z}{2c}$ ;  $\omega_0^2 = 31,81 \cdot 10^8 \cdot N_e$ ;  $\omega_0$  – плазменная частота;  $N_e$  – электронная концентрация;  $z$  – расстояние (длина трассы);  $J_1(x)$  – функция Бесселя. Нетрудно видеть, что величина параметра  $\delta$  прямо пропорциональна ТЕС.

Формула (1) представляет собой интегральное уравнение Вольтерра второго рода относительно функции времени  $E(0; t')$  [7]. Его решение имеет вид:

$$E(0; t') = E(\text{TEC}; t') + \int_0^{t'} \sqrt{\frac{\delta}{\theta}} I_1(2\sqrt{\delta\theta}) \exp(-v_{\text{эфф}} \theta) E(\text{TEC}; t' - \theta) d\theta. \quad (2)$$

Здесь  $I_1(x)$  – модифицированная функция Бесселя первого порядка, остальные величины определены выше.

Полагая, что временной ход величины  $E(\text{TEC}; t')$  достаточно достоверно известен, например, по экспериментальным данным, и также известна величина ТЕС трассы, получаем возможность трактовать (2) как инструмент восстановления исходной формы принятого импульса. Соответственно, далее под левой частью (2) будем понимать восстановленный импульс, который теперь переобозначим как  $E_r(\text{TEC}; t')$ . Формула (2) примет тогда вид

$$E_r(\text{TEC}; t') = E(\text{TEC}; t') + \int_0^{t'} \sqrt{\frac{\delta}{\theta}} I_1(2\sqrt{\delta\theta}) \exp(-v_{\phi} \theta) E(\text{TEC}; t' - \theta) d\theta. \quad (2a)$$

Все нижеследующие данные являются следствием соотношений (1) и (2а).

### 3. ИЗЛУЧАЕМЫЙ И ВОССТАНОВЛЕННЫЙ СВЕРХКОРОТКИЕ ИМПУЛЬСЫ

Возможность восстановления исходной формы излученного импульса с применением соотношений (1) и (2а) рассмотрим на примере радиоимпульса вида

$$E(0; t) = \begin{cases} E_0 \cdot \sin(\pi t / t_u) \cdot \sin(2\pi N t / t_u), & 0 \leq t \leq t_u; \\ 0, & t > t_u, \end{cases} \quad (3)$$

где  $N$  – число полных колебаний поля в импульсе;  $t_u = NT = N/f'$  – длительность импульса;  $T$  – период колебаний поля излучаемого импульса;  $f'$  – частота колебаний поля в излучаемом импульсе («несущая»);  $E_0$  – «высота» импульса. Начальное значение

энергии импульса (1)  $E_u(0) = \int_0^{t_u} E^2(0; t) dt = 0,25 t_u$  при  $E_0 = 1$  и любых значениях параметра  $N$ .

Примеры, иллюстрирующие принципиальную возможность восстановления формы поступившего в среду импульса по временной зависимости напряженности поля, регистрируемой на приемном конце трассы, представлены на рисунках 1 – 6. Каждый из них, в свою очередь, содержит два рисунка. На рисунках 1а – 6а для ряда возрастающих по величине ТЕС (указанны на поле рисунков) сопоставлены напряженности поля излучения  $E(0; t') = E_e$  (кривые 1), поступающего в среду, и соответствующие напряженности поля  $E(\text{TEC}; t') = E_d$  (кривые 2) принимаемого излучения. Можно видеть постепенное отставание кривых 2, а также их уширение относительно кривых 1. Количественные данные о степени нарастающей деформации кривых 2 содержит таблица 1, в которой приведены их нормированные на  $t_u$  величины центра тяжести

$$\bar{t}_{\text{пг}}(\text{TEC}) = \frac{1}{t_u E_u(0)} \int_0^{\infty} t' E^2(\text{TEC}; t') dt' \quad (4)$$

и среднеквадратической ширины

$$\Delta \bar{t}_u(\text{TEC}) = \frac{1}{t_u} \left( \frac{1}{E_u(0)} \int_0^{\infty} (t' - \bar{t}_{\text{пг}})^2 E^2(\text{TEC}; t') dt' \right)^{0.5}. \quad (5)$$

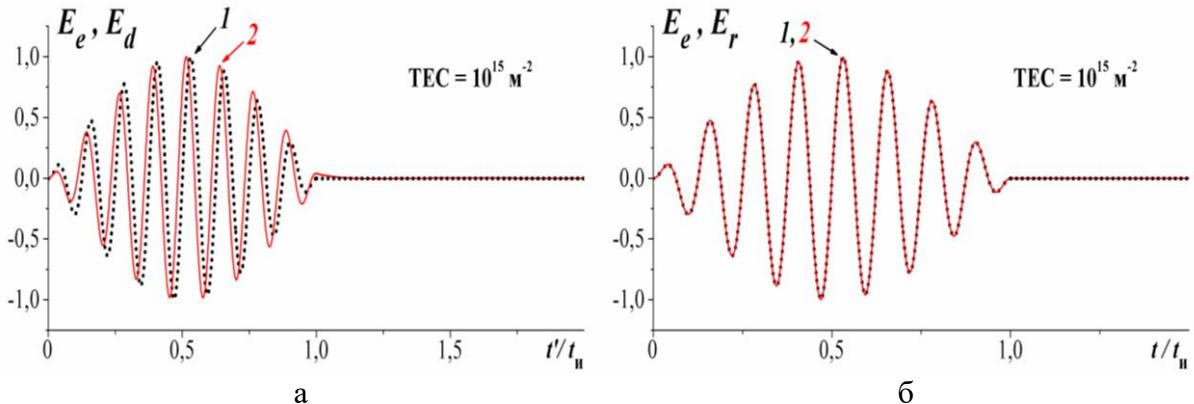


Рис. 1. Сравнение напряженностей поля излучаемого  $E_e$  (кривые 1) и принимаемого  $E_d$  (кривые 2) импульсов (а) и напряженностей поля излучаемого  $E_e$  (кривые 1) и восстанавливаемого  $E_r$  (кривые 2) импульсов (б) при  $t_u = 8$  нс,  $N=8$ ,  $f'=1$  ГГц и ТЕС =  $10^{15}$  м $^{-2}$ .

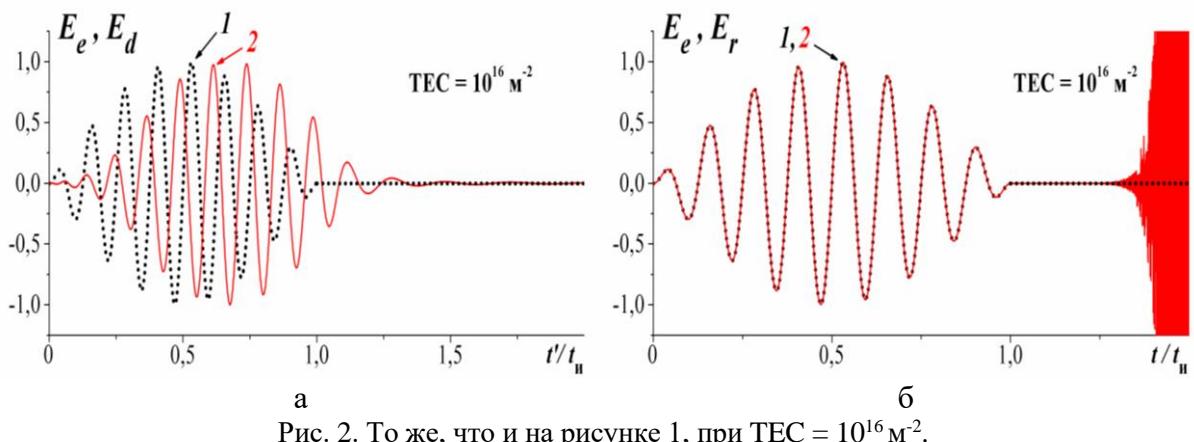


Рис. 2. То же, что и на рисунке 1, при ТЕС =  $10^{16}$  м $^{-2}$ .

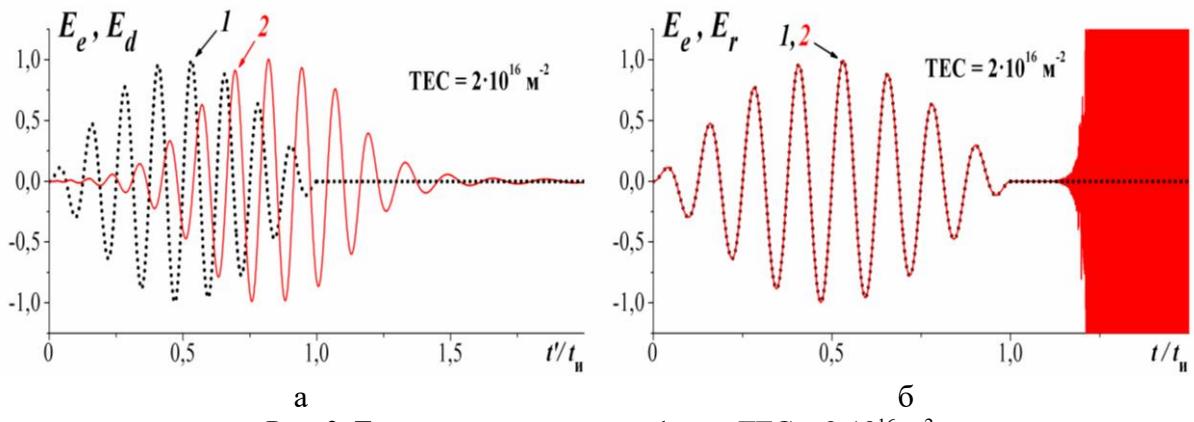


Рис. 3. То же, что и на рисунке 1, при ТЕС =  $2 \cdot 10^{16}$  м $^{-2}$ .

Данные таблицы указывают, в частности, на заметно большие относительные вариации величины  $\bar{t}_{\text{пп}}$  (ТЕС) в рассмотренном интервале значений ТЕС и прочих равных условиях.

Аналогично на рисунках 1б – 6б пары кривых сопоставляют излучаемую  $E_e$  (кривые 1) и восстанавливаемую по (2а)  $E_r$  (кривые 2) напряженности поля. При относительно малой величине  $\text{TEC} = 10^{15} \text{ м}^{-2}$  (рисунок 1б) кривые 1 и 2 практически совпадают, но и расхождение кривых 1 и 2 на рисунке 1а весьма мало. С увеличением ТЕС восстановление также оказывается практически полным (рисунки 2б – 6б), однако, при принятых значениях параметров уже начиная с  $\text{TEC} = 10^{16} \text{ м}^{-2}$ , по-видимому, нарастающие погрешности расчета приводят к «срыву» восстанавливаемых величин  $E_r$  в пределах широкого интервала значений. Так, при  $\text{TEC} = 10^{16} \text{ м}^{-2}$  «срыв» наблюдается при  $t' \sim 1,3 t_{\text{пп}}$  (рисунок 2б), а при  $\text{TEC} = 2,6 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$  (рисунок 6б) «срыв» происходит сразу после окончания импульса.

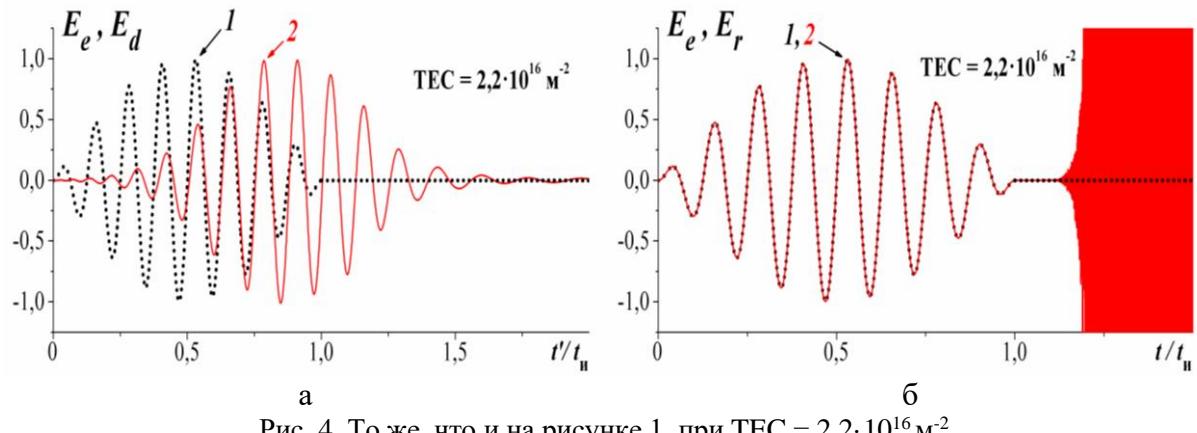


Рис. 4. То же, что и на рисунке 1, при  $\text{TEC} = 2,2 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$ .

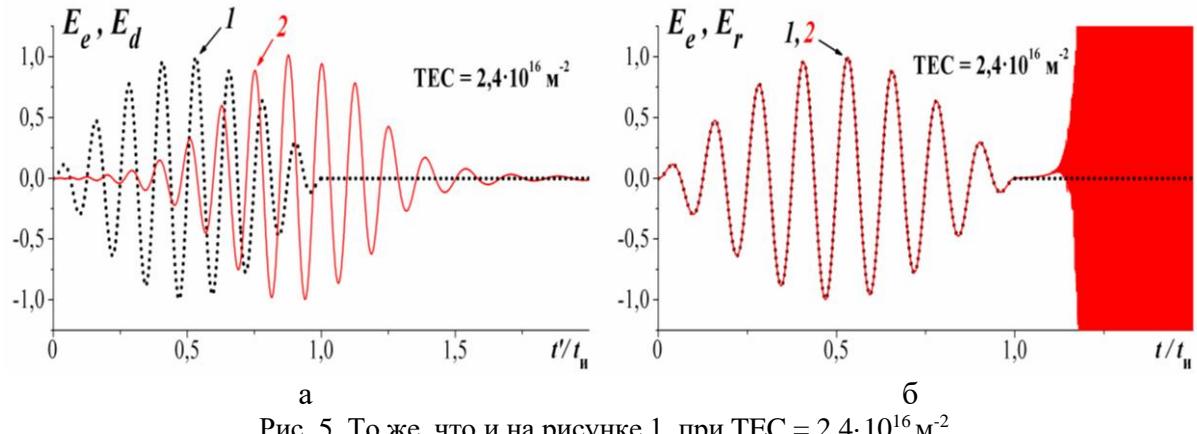
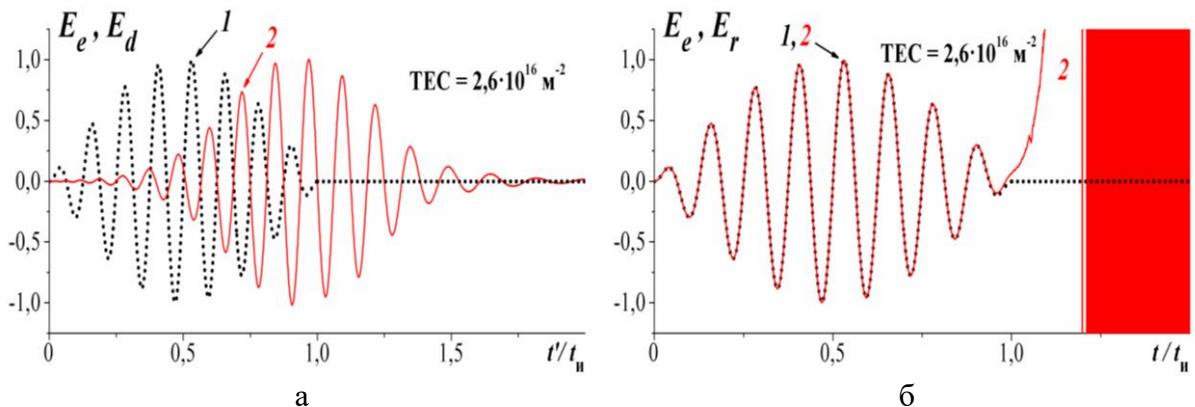


Рис. 5. То же, что и на рисунке 1, при  $\text{TEC} = 2,4 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$ .

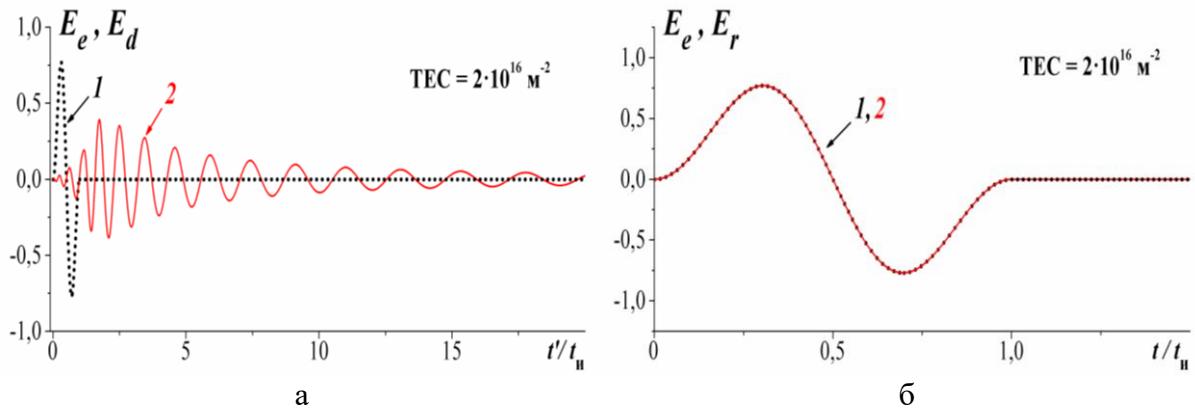
Рис. 6. То же, что и на рисунке 1, при  $TEC = 2,6 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$ .

Выше уже отмечено, что в примерах, представленных на рисунках 1 – 6, деформацию излученных импульсов визуально можно определить как заметную, но еще, возможно, малозначимую.

На рисунках 7 и 8, содержание которых полностью аналогично содержанию рисунков 1 – 6, указанная особенность уровня искажений полностью отсутствует. Это подтверждает вкладка на рисунке 8а, на которой в крупном масштабе приведен начальный участок кривой 2. На временном интервале  $t' < 1,5 t_u$  поле деформированного импульса практически отсутствует. Рисунки 7 и 8 построены применительно к случаю  $N = 1$ .

Таблица 1. Интегральные характеристики поля  $E(TEC; t')$ 

$TEC, \text{ м}^{-2}$	$\bar{t}_{\text{цг}}$	$\Delta \bar{t}_u$
0	0,5000	0,1807
$10^{15}$	0,5169	0,1808
$10^{16}$	0,6698	0,1821
$2 \cdot 10^{16}$	0,8395	0,1857
$2,2 \cdot 10^{16}$	0,8734	0,1866
$2,4 \cdot 10^{16}$	0,9073	0,1876
$2,6 \cdot 10^{16}$	0,9412	0,1887

Рис. 7. То же, что и на рисунке 1, при  $t_u = 1 \text{ нс}$ ,  $N = 1$ ,  $f' = 1 \text{ ГГц}$  и  $TEC = 2 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$ .

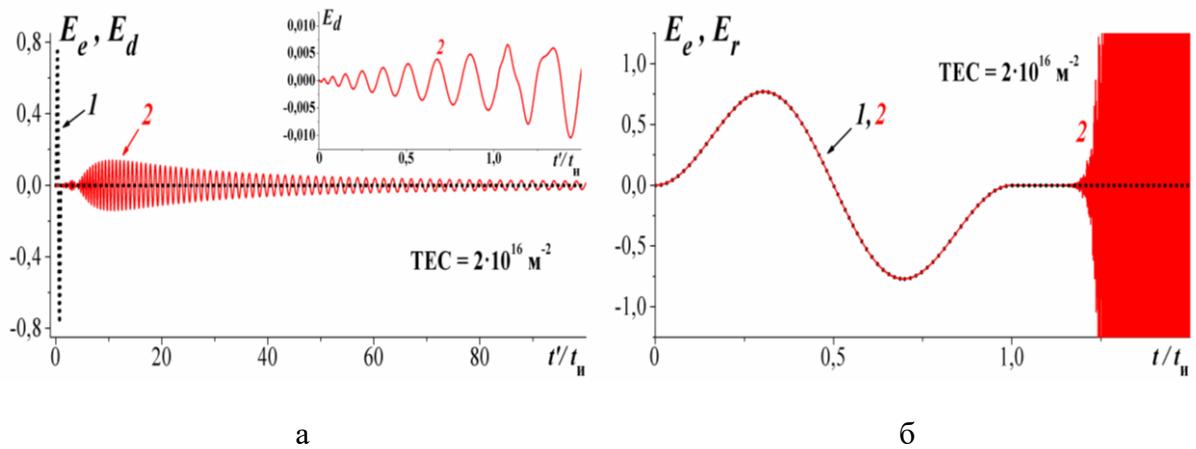


Рис. 8. То же, что и на рисунке 1, при  $t_u = 8$  нс,  $N = 1$ ,  $f' = 0,125$  ГГц и ТЕС =  $2 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$ .

При этом на рисунке 7 период колебания (1 нс) тот же, что и на рисунках 1 – 6, а на рисунке 8 уже длительность импульса (8 нс) та же, что и на рисунках 1 – 6 из-за соответствующего уменьшения несущей (см. подписи к рисункам). В обоих случаях искажения импульсов весьма значительны, что сказывается и на их интегральных характеристиках:  $\bar{t}_{\text{пп}} = 5,4$  и  $\Delta\bar{t}_{\text{пп}} = 7,7$  (рисунок 7);  $\bar{t}_{\text{пп}} = 26,3$  и  $\Delta\bar{t}_{\text{пп}} = 19,5$  (рисунок 8), величины которых теперь заметно превышают соответствующие значения из таблицы 1 для ТЕС =  $2 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$ . Тем не менее, в пределах своей длительности импульсы восстанавливаются без искажений. Дополнительный анализ показал, что восстановление излучаемого импульса без «срыва» в рассматриваемой постановке задачи выполняется при выполнении неравенства  $\delta t_u \leq \sim 1100$ .

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе приведено не имеющее аналогов в литературе соотношение, во временной области выражающее напряженность поля поступающего в холодную плазменную среду импульса через напряженность поля излучения, регистрируемого на приемном конце трассы. На его основе для сверхкороткого синусоидального цуга с синусоидальной огибающей показана принципиальная возможность и приведены примеры восстановления исходной формы радиоимпульса, а также оценены значения параметров задачи, для которых восстановление оказывается весьма эффективным.

Основными среди последних являются интегральная электронная концентрация трассы ТЕС и характерная длительность импульса  $t_u$ , но не его начальная форма. Эффективное восстановление сверхкороткого радиоимпульса, выбранного для иллюстрации его принципиальной возможности, достигается при выполнении неравенства  $\delta t_u \leq \sim 1100$ .

Работа выполнена в рамках Госзадания.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Левич В.Г. Курс теоретической физики. Т.1. М.: Наука. Физматлит, 1969. - 912 с.
2. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Алгоритмы компенсации искажений сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям. // Журнал радиоэлектроники, 2021. № 6.
3. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Исследование влияния трансионосферных линий передачи на вероятностные характеристики приема сигналов с фазовой манипуляцией. // Изв. РАН. Серия физическая, 2018, Т. 82, № 11. - С. 1584-1589.
4. Кальщиков А.А., Штыков В.В., Шалимова Е.В. Прямой метод определения длины пути, пройденного сигналом по трассе с частотной дисперсией. // Журнал радиоэлектроники, 2020, № 9.
5. Кальщиков А.А., Штыков В.В. Ускоренный метод определения расстояния до объекта при наличии частотной дисперсии фазовой скорости. // Журнал радиоэлектроники, 2020, № 3.
6. Стрелков Г.М. Сложный радиосигнал в ионосферной плазме // Радиотехника и электроника, 2008, Т. 53, № 9. - С. 1094-1103.
7. Полянин А.Д., Манжиров А.В. Справочник по интегральным уравнениям. М.: Наука. Физматлит, 2003. - 608 с.

### REFERENCES

1. Levich V.G. A course of theoretical physics. Vol. 1. M.: Science. Fizmatlit, 1969. - 912 p.
2. Batanov V.V., Nazarov L.E. Algorithms for compensation of signal distortions under propagation along satellite ionospheric radio lines. // Journal of Radio Electronics, 2021, No. 6.
3. Nazarov L.E., Batanov V.V. Investigation of the influence of transitionospheric transmission lines on the probabilistic characteristics of receiving signals with phase shift keying. // Izv. RAS. Physical series, 2018, Vol. 82, No. 11. - Pp.1584-1589.
4. Kal'shchikov A.A., Shtykov V.V., Shalimova E.V. A direct method for determining of the path's length travelled by a signal along a path with frequency dispersion. // Journal of Radio Electronics, 2020, No. 9.
5. Kal'shchikov A.A., Shtykov V.V. Rapid method for the distance determining to an object under the frequency dispersion of phase velocity. // Journal of Radio Electronics, 2020, No. 3.
6. Strelkov G.M. Complex radio signal in ionospheric plasma. // Radio engineering and electronics, 2008, Vol. 53, No. 9. - Pp.1094-1103.
7. Polyanin A.D., Manzhirov A.V. Integral Equations Handbook. M.: Nauka. Fizmatlit, 2003. - 608 p.

# О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРОГРАММЫ HFSS ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ

Т. В. Митрофанова, В. А. Фролова

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

**Аннотация.** Проведено сравнение результатов расчетов ближних полей выпускной самолетной антенны, выполненных с использованием программы HFSS и полученных из решения интегральных уравнений Поклингтона для тонкопроволочной модели самолета.

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

## ON POSSIBILITY OF USING HFSS PROGRAM FOR SIMULATION OF THE ELECTRICAL FIELDS OF THE TRAILING WIRE AIRCRAFT ANTENNA

T. V. Mitrofanova, V. A. Frolova

JSC “NPP “Polyot”, Nizhny Novgorod, Russia

**Abstract.** Calculation comparison of the near electrical fields of the trailing aircraft antenna, carried using the HFSS program and derived from calculating Pocklington's integral equations for the thin wire aircraft model, is performed.

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

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Проблема электромагнитной совместимости радиоэлектронного оборудования мобильных средств связи требует решения задач расчета ближних электрических полей, возбуждаемых передающими антеннами этих средств. В особой степени это относится к выпускным самолетным антеннам СДВ-ДВ диапазона, работающим с мощными бортовыми передатчиками. Экспериментальная проверка результатов расчетов их ближних полей [1-4], подразумевающая непосредственное измерение уровней полей во время полета, практически невозможна. Разворачивание выпускной антенны на земле не имеет смысла, т.к. ее характеристики будут существенно отличаться от реальных характеристик в полете.

Единственным доступным средством верификации результатов расчетов ближних полей является проведение альтернативных вычислений. В качестве таковых во время обсуждения данной темы на конференциях «Радиолокация, навигация, связь» предлагалось использовать известные коммерческие продукты типа FECO, HFSS и других им подобных, разработанных применительно к СВЧ диапазону. Подобные предложения основаны на возможностях этих программ рассчитывать поля с очень большими электрическими размерами платформ (самолетов, кораблей и т.д.), на которых размещены передающие антенны, т.е. фактически решать задачи с большим количеством неизвестных.

В данной работе рассмотрена возможность использования программы HFSS для моделирования ближних электрических полей выпускных антенн. Целями работы являются определение области применимости программы HFSS; проведение в этой области расчетов ближних электрических полей по программе HFSS и методом интегральных уравнений Поклингтона для тонкопроволочной модели антенны, а также их сравнение и анализ.

## 2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНИМОСТИ HFSS. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТОВ ДВУМЯ МЕТОДАМИ

Проведенные исследования показали, что применение программы HFSS для расчета ближних электрических полей в рабочем диапазоне частот выпускной самолетной тросовой антенны с ее реальными параметрами – радиусом троса  $r/\lambda_{раб} \approx 1,6 \times 10^{-7}$  и рабочей длиной  $L_{раб}$  выпуска троса, на два порядка превышающей длину самолета, оказалось невозможным. Путем подбора параметров: частоты  $f$ , длины  $L$  и радиуса  $R$  троса удалось определить область применимости программы HFSS, отвечающей следующим соотношениям:

$$f \approx f_{раб} \times 7,5, \quad L \approx L_{раб} / 7,5, \quad R = 4r. \quad (1)$$

Результаты моделирования по программе HFSS в области параметров (1) ближнего поля, возбуждаемого на поверхности самолета выпускной антенной с входной мощностью 1 Ватт, показаны на рисунке 1. Для этих же параметров расчеты методом ИУ Поклингтона ближнего поля гондолы внешнего двигателя представлены на рисунке 2 для угловых диаграмм в плоскостях, проведенных через начало, середину и конец гондолы, и на рисунке 3<sup>1</sup> для распределения поля вдоль нижней поверхности гондолы.

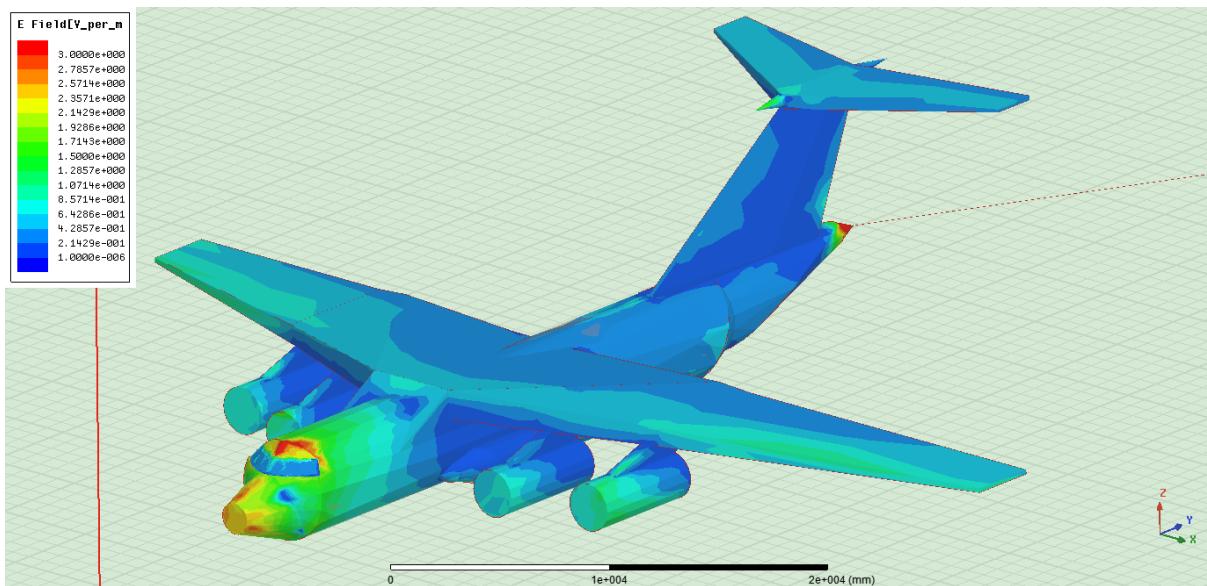


Рис. 1. HFSS моделирование электрического поля выпускной самолетной антенны

<sup>1</sup> Начало оси  $Y$ , совпадающей с осью самолета, находится в конце хвостовой части фюзеляжа.

Сравнительный анализ рисунков 1–3 показывает, что, несмотря на различие моделей самолета (представленного сплошными поверхностями в HFSS и проволочной моделью в методе ИУ Поклингтона) и используемых методов расчетов, результаты обнаруживают неплохое совпадение. Так, например, максимум ближнего поля внешнего двигателя, как на рисунке 1, так и на рисунке 2, приходится на область углов около  $330^0$ ; сами диаграммы в обоих случаях имеют небольшую изрезанность. В обоих расчетах поле спадает вдоль гондолы двигателя по мере удаления от ее начала. Резкий рост поля у начала гондолы на рисунке 3 обусловлен тонкопроволочным приближением; средняя же величина поля вдоль гондолы составляет порядка 1,7 В/м, что хорошо совпадает с данными HFSS моделирования на рисунке 1.

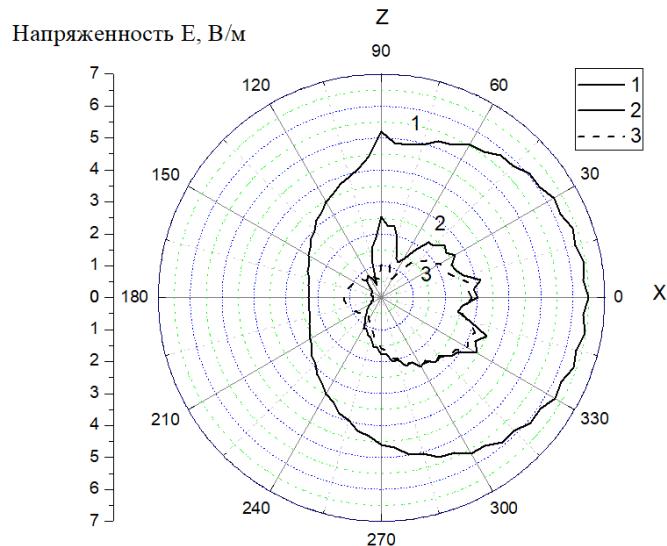


Рис. 2. Диаграммы поля в плоскостях, проходящих через начало (1), середину (2) и конец (3) гондолы внешнего двигателя

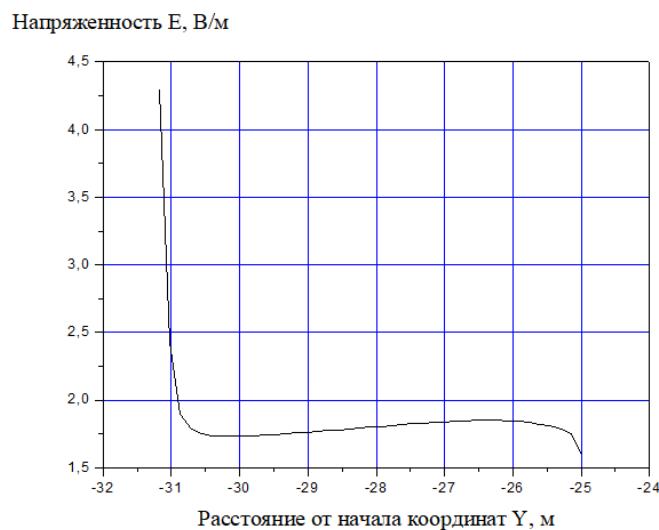


Рис. 3. Распределение поля вдоль нижней поверхности гондолы внешнего двигателя

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования показали, что использование программы HFSS для моделирования ближних электрических полей выпускной самолетной антенны

ограничено средней частью диапазона ДВ при соответствующем уменьшении длины антенны практически на порядок и увеличении ее радиуса не менее, чем в четыре раза, т.е. при значениях параметров, существенно отличающихся от реальных.

Тем не менее, следует признать, что применение этой программы может служить средством контроля расчетов, выполненных методом ИУ Поклингтона; кроме того, она дает возможность наглядного представления полной картины электрического поля на объекте.

### **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. Митрофанова Т. В. Ближнее электрическое поле выпускной двухтросовой самолетной антенны. – XXIV международная научно-техническая конференция “Радиолокация, навигация, связь”. – 17-19 апреля 2018. – Воронеж. – Т. 4. – С. 19-22.
3. Митрофанова Т. В. Моделирование ближнего электрического поля, возбуждаемого выпускной самолетной СДВ-ДВ антенной на гондоле двигателя. – XXVI международная научно-техническая конференция “Радиолокация, навигация, связь”. – 29 сентября 2020. – Воронеж. – Т. 5. – С. 59-64.
4. Митрофанова Т. В. Об особенностях расчета ближнего электрического поля, возбуждаемого передающей выпускной СДВ-ДВ проволочной антенной на гондоле двигателя самолета-буксировщика. // Техника радиосвязи, 2021, Т. 48, №1. – С. 34-41.

### **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. Mitrofanova, T. V. Near electrical field of two wire trailing aircraft antenna. // XXIV international conference “Radiolocation, navigation, communication”. – 17-19 April 2017. – Voronej. – Vol. 4. – Pp. 19-22.
3. Mitrofanova, T. V. Simulation of the near electrical field exited by the trailing wire aircraft VLF-LF antenna on the pod. // XXVI international conference “Radiolocation, navigation, communication”. – 29 September-1 October 2020. – Voronej. – Vol. 5. – Pp. 59-64.
4. Mitrofanova, T. V. On the features of calculating the near electrical field established by the transmitting VLF-LF trailing wire antenna on the engine pod of tug aircraft. // Radio communication technology, 2021, Vol. 48, No. 1. – Pp. 34-41.

# ОЦЕНКА ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ ИМПУЛЬСОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

А. А. Волков

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

**Аннотация.** На основе критерия пробоя оценены предельно допустимые амплитудные и энергетические параметры электромагнитного поля в антенне мощного сверхвысокочастотного генератора при излучении импульсов с прямоугольной, эллиптической, параболической и колоколообразной огибающими. Проведено сравнение и дана характеристика указанных параметров.

**Ключевые слова:** поверхность антенны, электромагнитное поле, сверхвысокочастотный генератор, пробой воздуха.

## ESTIMATION OF THE MAXIMUM PERMISSIBLE PARAMETERS OF THE ELECTROMAGNETIC FIELD IN THE ANTENNA OF A POWERFUL MICROWAVE GENERATOR WHEN EMITTING PULSES WITH DIFFERENT LAWS OF AMPLITUDE MODULATION

A. A. Volkov

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

**Abstract.** On the basis of the breakdown criterion, the maximum permissible amplitude and energy parameters of the electromagnetic field in the antenna of a powerful microwave generator when radiating pulses with rectangular, elliptical, parabolic, and bell-shaped envelopes are estimated. A comparison is made and the characteristics of these parameters are given.

**Keywords:** surface antenna, electromagnetic field, microwave generator, air breakdown.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Проблема излучения мощных импульсных электромагнитных полей (ЭМП) в настоящее время привлекает повышенный интерес исследователей, что обусловлено необходимостью решения ряда важных прикладных задач, к которым, в частности, относится задача электромагнитного поражения радиоэлектронной аппаратуры. Приемлемые пространственные показатели поражающего действия могут обеспечить релятивистские сверхвысокочастотные (СВЧ) генераторы импульсов сверхбольшой мощности [1], в классе которых освоен диапазон мощностей в единицы ГВт [2], а некоторые образцы позволили превзойти уровень 10 ГВт [3,4].

Электромагнитная энергия релятивистских СВЧ генераторов выводится в атмосферу, как правило, через рупорно-волноводные поверхностные антенны [5], в раскрыве которых установлена диэлектрическая перегородка, разделяющая окружающее воздушное пространство и вакуумную рабочую камеру прибора. При

выводе сверхмощных полей на поверхности перегородки со стороны атмосферы может возникнуть безэлектродный СВЧ пробой воздуха, что приведет к существенному снижению эффективности излучения. Поэтому на этапе проектирования рассматриваемых приборов важнейшим вопросом является определение предельно допустимых значений параметров излучения, обусловленных пробоем воздуха в антенне.

Для прогнозирования предельных пробойных параметров ЭМП в газах широко используется теория [6,7], основанная на модели СВЧ импульса с постоянной амплитудой. Данная модель подходит для описания импульсов, у которых фронт и срез огибающей существенно короче плоской части и времени развития пробоя, что на практике встречается достаточно часто. Однако на практике также встречаются случаи, когда изменения амплитуды СВЧ импульсов существенны [8,9,10] и выходят за рамки указанной модели.

Цель работы – оценка предельно допустимых амплитудных и энергетических параметров ЭМП в поверхностной антенне мощного релятивистского СВЧ генератора при излучении импульсов с различными законами амплитудной модуляции.

## 2. ОЦЕНКА ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМОЙ ПИКОВОЙ АМПЛИТУДЫ

Формируемые мощными релятивистскими СВЧ генераторами импульсы, как правило, имеют узкую полосу частот и амплитудную модуляцию. Изменение напряженности электрического поля во времени в этом случае описывается выражением:

$$E(t) = E_m(t) \sin(\omega t + \varphi), \quad (1)$$

где  $t$  – текущее время;  $E_m(t)$  – функция амплитудной модуляции (огибающая);  $\omega$  – круговая частота;  $\varphi$  – начальная фаза. При этом функция  $E_m(t)$  меняется медленно по сравнению с несущим колебанием, т.е. выполняется условие

$$dE_m/dt \ll \omega E_m(t). \quad (2)$$

Для аппроксимации закона амплитудной модуляции СВЧ импульсов могут использоваться различные теоретические модели сигналов. Одной из наиболее удобных моделей является кусочно-степенная функция вида

$$E_m(t) = E_{\max} \frac{(\eta + \mu)^{\eta+\mu}}{\eta^\eta \mu^\mu} \left( \frac{t}{\tau} \right)^\eta \left( 1 - \frac{t}{\tau} \right)^\mu (\sigma(t) - \sigma(t-\tau)), \quad (3)$$

где  $E_{\max}$  – пиковая амплитуда;  $\tau$  – длительность импульса;  $\eta$ ,  $\mu$  – параметры аппроксимации;  $\sigma(t)$  – функция Хевисайда. Модель (3) позволяет аппроксимировать как симметричные ( $\eta = \mu$ ), так и несимметричные ( $\eta \neq \mu$ ) огибающие с нелинейными фронтами и срезами.

Частными случаями модели (3) являются огибающие прямоугольной ( $\eta = \mu = 0$ ), эллиптической ( $\eta = \mu = 0,5$ ), параболической ( $\eta = \mu = 1$ ) и колоколообразной  $\eta = \mu = 2$

формы. Параметры электрической прочности определялись для указанных огибающих. Их графики показаны на рисунке 1.

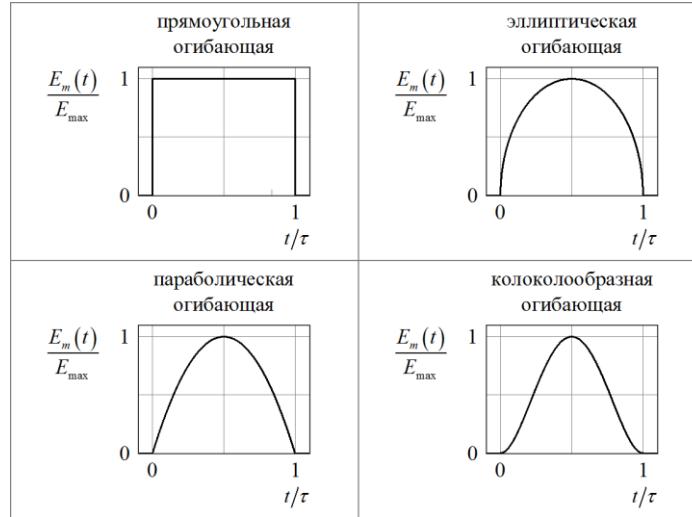


Рис.1. Законы модуляции СВЧ импульсов

Для оценки предельно допустимых пробойных параметров ЭМП в газах используется подход, основанный на критерии пробоя [6]:

$$n(t) = n_{kp}, \quad (4)$$

где  $n(t)$  – зависимость плотности электронов от времени;  $n_{kp}$  – критическое значение плотности электронов.

В нормальных атмосферных условиях при воздействии на воздух мощного короткого импульса СВЧ ЭМП плотность электронов нарастает по закону [11]

$$n(t) = n_0 \exp\left(\int_0^t v(\xi) d\xi\right), \quad (5)$$

где  $n_0 = n(0)$  – начальная плотность электронов;  $v$  – частота появления электронов.

В режиме излучения одиночного импульса величину  $v$  определяют процессы ионизации молекул газов, составляющих воздух, и прилипания к ним свободных электронов [12]. Процессы рекомбинации, диффузии и отлипания электронов в данном случае несущественны [11,12] и в дальнейшем учитываться не будут.

Увеличение электронной концентрации происходит в интервал времени, когда амплитуда импульса СВЧ поля превосходит статический пробойный уровень [11]. Поэтому результирующую частоту появления свободных электронов можно представить как:

$$v(E_m) = (v_i(E_m) - v_a) \sigma(E_m - E_{ct\,pr}) \quad (6)$$

где  $v_a$  – частота прилипания электронов к молекулам газов, из которых состоит воздух;  $v_i(E_m)$  – зависимость частоты ионизации указанных молекул от амплитуды электрического поля;  $E_{ct\,pr}$  – статический пробойный уровень.

В диапазоне  $E_{\text{ср пр}} \leq E_m \leq 10E_{\text{ср пр}}$  зависимость частоты ионизации от амплитуды напряженности электрического поля может быть аппроксимирована выражением [13]

$$\nu_i(E_m) \approx \nu_a e^{\beta(1-E_{\text{ср пр}}/E_m)}, \quad (7)$$

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

Предельно допустимая пиковая амплитуда напряженности электрического поля определялась путем решения уравнения (4) с учетом (3) и (5) – (7) относительно  $E_{\max}$ . Решение получено численно в программе Mathcad. Расчет проводился в характерном для релятивистских СВЧ генераторов диапазоне длительностей 10...1000 нс. Шаг дискретизации выбран в соответствии с сеткой логарифмического масштаба. Значения параметров среды приняты равными:  $E_{\text{ср пр}} = 30$  кВ/м,  $\nu_a = 10^8$  с<sup>-1</sup>,  $n_0 = 1000$  см<sup>-3</sup>,  $n_{kp} = 10^{12}$  см<sup>-3</sup>. Результаты оценки пробойного поля  $E_{\max \text{ пр}}$  для СВЧ импульсов с рассматриваемыми законами амплитудной модуляции показаны на рисунке 2.

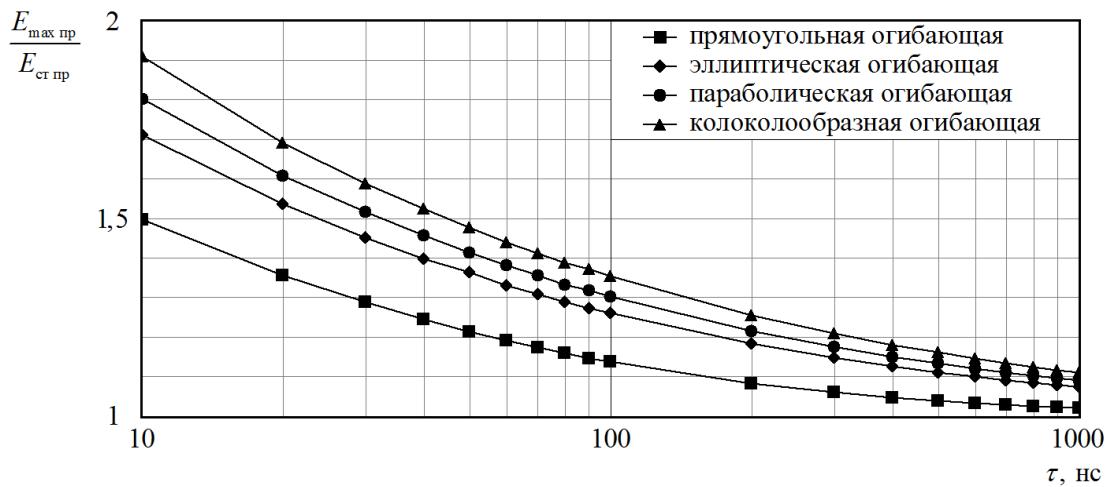


Рис.2. Зависимости пробойного поля от длительности импульса

Из графиков на рисунке 2 видно, что величина  $E_{\max \text{ пр}}$  является функцией параметров формы огибающей  $\eta$  и  $\mu$ . При одинаковых длительностях наименьшая предельно допустимая пиковая амплитуда соответствует импульсу с прямоугольной огибающей, а наибольшая – импульсу с колоколообразной огибающей. Пробойные поля указанных импульсов в зависимости от их длительности отличаются в 1,087...1,274 раза. При увеличении длительности импульса разница в пробойных полях уменьшается.

### 3. ОЦЕНКА ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМОЙ ПЛОТНОСТИ ЭНЕРГИИ

Под предельно допустимой плотностью энергии в настоящей работе понимается поверхность плотность энергии импульса с предельно допустимой пиковой амплитудой. Данная величина позволяет определить верхний предел излучаемой энергии антенной произвольной формы при синхронном возбуждении излучающей поверхности.

Поверхностная плотность энергии импульса ЭМП определяется по формуле:

$$w = \int_0^{\tau} \Pi(t) dt, \quad (8)$$

где  $\Pi(t)$  – поверхностная плотность мощности (модуль вектора Умова-Пойтинга):

$$\Pi(t) = E^2(t)/Z_0, \quad (9)$$

$Z_0 = 120\pi$  Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

Вычисление интеграла (8) с учетом соотношений (1), (3), (9) и условия (2) приводит к формуле:

$$w = 0,5 \kappa(\eta, \mu) E_{\max}^2 \tau / Z_0, \quad (10)$$

где  $\kappa(\eta, \mu)$  – безразмерная функция параметров формы огибающей СВЧ импульса:

$$\kappa(\eta, \mu) = \frac{(\eta + \mu)^{2(\eta+\mu)} \Gamma(2\eta+1) \Gamma(2\mu+1)}{\eta^{2\eta} \mu^{2\mu} \Gamma(2\eta + 2\mu + 2)}, \quad (11)$$

$\Gamma(\xi)$  – гамма-функция Эйлера [14].

Расчет дает следующие значения функции  $\kappa(\eta, \mu)$ : для прямоугольной огибающей  $\kappa = 1$ , для эллиптической огибающей  $\kappa = 0,667$ , для параболической огибающей  $\kappa = 0,533$  и для колоколообразной огибающей  $\kappa = 0,406$ .

Из (10) следует, что предельно допустимая плотность энергии СВЧ импульса может быть представлена выражением:

$$w_{\text{пп}}(\eta, \mu) = w_0 \kappa(\eta, \mu) v_a \tau E_{\max \text{пп}}^2(\tau, \eta, \mu) / E_{\text{стпп}}^2. \quad (12)$$

где  $w_0$  – постоянная величина, имеющая размерность поверхностной плотности энергии:

$$w_0 = E_{\text{стпп}}^2 / (2v_a Z_0). \quad (13)$$

На рисунке 3 показаны результаты оценки предельно допустимой плотности энергии СВЧ импульсов с рассматриваемыми законами амплитудной модуляции. При построении графиков использовались формула (12) и полученные выше значения пробойного поля  $E_{\max \text{пп}}(\tau, \eta, \mu)$  (рисунок 2).

Из графиков на рисунке 3 видно, что СВЧ импульсы с предельно допустимыми пиковыми амплитудами отличаются по плотности энергии. При одинаковых длительностях наименьшая предельно допустимая плотность энергии соответствует импульсу с колоколообразной огибающей, а наибольшая – импульсу с прямоугольной огибающей. Предельно допустимые энергии указанных импульсов в зависимости от их длительности отличаются в 1,931...2,265 раза. При увеличении длительности импульса разница в предельно допустимой плотности энергии увеличивается.

В практике применения мощных СВЧ генераторов важнейшими задачами являются повышение пиковой амплитуды излучения и увеличение энергосодержания импульсов. Поэтому при выборе закона амплитудной модуляции полезно знать

зависимости предельно допустимой плотности энергии от пробойного поля. Графики данных зависимостей для импульсов с рассматриваемыми законами амплитудной модуляции показаны на рисунке 4. При построении графиков использовались формула (12), где длительность импульса рассматривалась как функция пробойного поля.

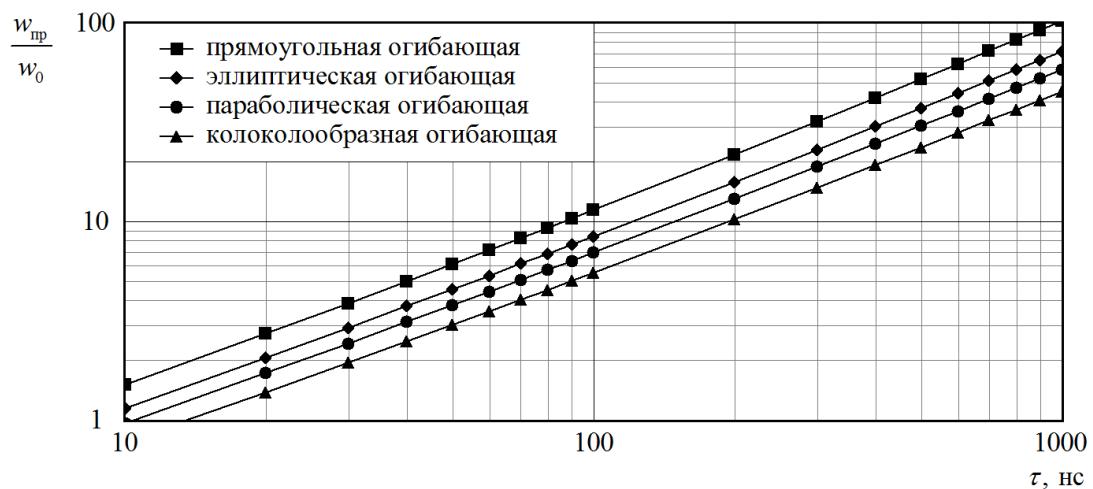


Рис.3. Зависимости предельно допустимой плотности энергии от длительности импульса

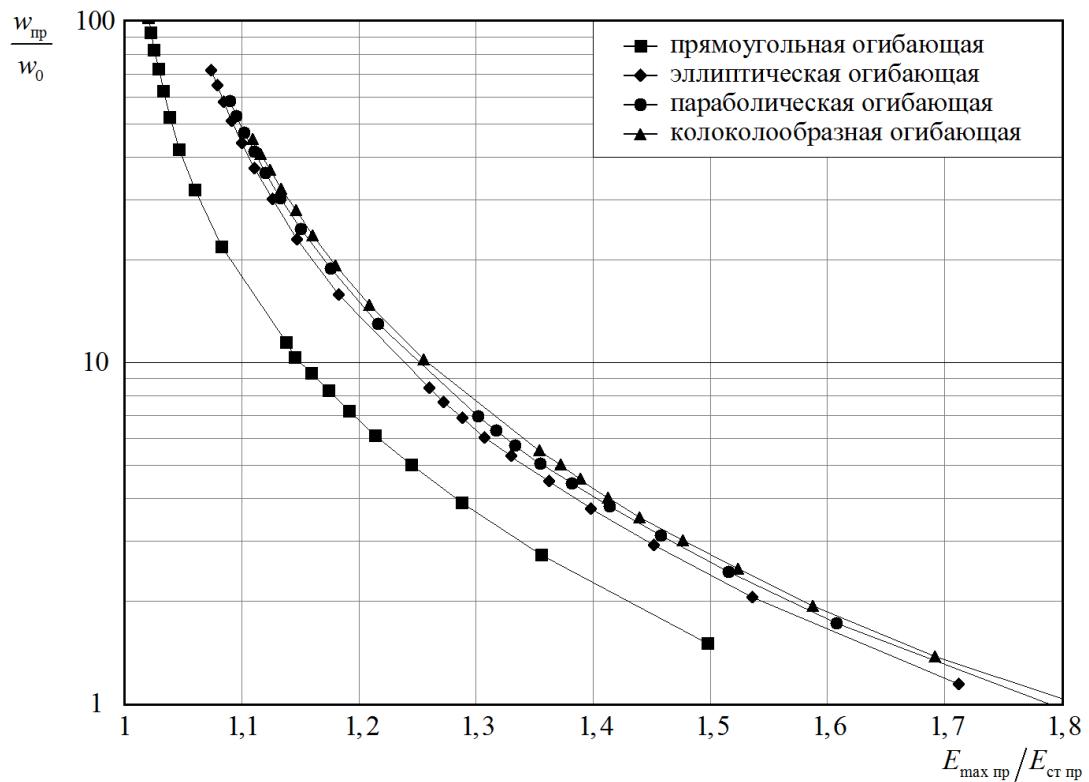


Рис.4. Зависимости предельно допустимой плотности энергии от пробойного поля

Из графиков на рисунке 4 видно, что при одинаковых предельно допустимых пиковых амплитудах наибольшей плотностью энергии обладает импульс с колоколообразной огибающей, а наименьшей – импульс с прямоугольной огибающей. При этом импульсы имеют разную длительность. Кривые, характеризующие СВЧ

импульсы с нелинейными огибающими, расположены очень близко друг к другу. По предельно допустимому энергосодержанию эти импульсы отличаются не значительно.

#### **4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Таким образом, в диапазоне реализуемых длительностей мощных релятивистских СВЧ генераторов для импульсов с различными законами амплитудной модуляции определены закономерности, связывающие пробойное поле и предельно допустимую плотность энергии с их длительностью. Рассматривались СВЧ импульсы с прямоугольной, эллиптической, параболической и колоколообразной огибающими. Для аппроксимации указанных законов амплитудной модуляции использовалась кусочно-степенная функция. Установлено, что при одинаковой длительности наибольшей предельно допустимой пиковой амплитудой обладает импульс с колоколообразной огибающей, а наименьшей – импульс с прямоугольной огибающей. При этом импульс с колоколообразной огибающей имеет наименьшую предельно допустимую плотность энергии, а прямоугольный – наибольшую. Определены зависимости предельно допустимой плотности энергии от пробойного поля для рассматриваемых импульсов. Установлено, что при одинаковой предельно допустимой пиковой амплитуде наибольшее энергосодержание имеет импульс с колоколообразной огибающей, а наименьшее – импульс с прямоугольной огибающей.

#### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Панов В.В., Саркисян А.П. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ средств функционального поражения // Зарубежная радиоэлектроника, 1993, № 10, 11, 12. – С. 3 – 10.
2. Диденко А. Н. СВЧ-энергетика: Теория и практика. М.: Наука, 2003. – 446 с.
3. Бугаев С.П. Взаимодействие электронного потока и электромагнитного поля в многоволновом черенковском генераторе с мощностью  $10^{10}$  ватт / Бугаев С.П., Канавец В.И., Климов А.И., Кошелев В.И., Слепков А.И., Черепенин В.А. // Радиотехника и электроника, 1987, Т. 32, № 7. – С. 1488–1498.
4. Bromborsky A. Preliminary Results from a Reflex Diode Experiment Aurora Intense Pulsed Relativistic Electron Beam Generator / Bromborsky A., Kehs R.A., Hattlin G.A., Graybell S.E., Still M.E., Clarc M.C., Bartach R., Davis H.A., Sherwood E. and Thode L.E. In on the Conference Record – Abstracts of the 1987 IEEE International Conference on Plasma Science. Arlington, VA, 1987. – Р. 39.
5. Айзенберг Г.З. Антенные ультракоротких волн. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1957. – 699 с.
6. Мак-Доналд А. Сверхвысокочастотный пробой в газах. М.: Мир, 1969. – 212 с.
7. Зарин А.С., Кузовников А.А., Шибков В.М. Свободно локализованный СВЧ-разряд в воздухе. М.: Нефть и газ, 1996. – 204 с.
8. Диденко А.Н. Генерация мощного СВЧ-излучения в триодной системе сильноточным пучком микросекундной длительности / Диденко А.Н., Жерлицин А.Г., Сулакшин А.С., Фоменко Г.П., Цветков В.И., Штейн Ю.Г. // Письма журнал технической физики, 1983, Т. 9, № 24. – С. 1510–1513.
9. Жерлицин А.Г., Мельников Г.В. Исследование эффективности генерации СВЧ излучения в виркаторе типа триод с виртуальным катодом // Известия томского политехнического университета. Технические науки, 2003, Т. 306, № 1. – С. 105–110.
10. Rostov V.V. Superradiant Ka-band Cherenkov oscillator with 2-GW peak power / Rostov V.V., Romanchenko I.V., Pedos M.S., Rukin S.N., Sharupov K.A., Shpak V.G., Shunailov S.A., Ulmaskulov M.R., Yalandin M.I. // Physics of Plasmas, 2016, Vol. 23, Iss. 9, 093103. <https://doi.org/10.1063/1.4962189>.

11. Gould L., Roberts L.W. Breakdown of Air at Microwave Frequencies // Journal of Applied Physics. 1956, Vol. 27, No 10. – P. 1162–1170.
12. Александров А. Ф. Ионизация воздуха в околокритическом электрическом поле / Александров А. Ф., Бычков В. Л., Грачев Л. П., Есаков И. И., Ломтева А. Ю. // Журнал технической физики, 2006, Т. 76, № 3. – С. 38–43.
13. Волков А.А. Ограничения на минимальные размеры антенны для излучения мощных сверхвысокочастотных импульсных полей // Антенны, 2014, № 10. – С. 54–59.
14. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / Под ред. М. Абрамовича и И. Стиган. М.: Наука, 1979. – 832 с.

#### REFERENCES

1. Panov V.V., Sarkisyan A.P. Some aspects of the problem of creating microwave devices for functional damage // Foreign radio electronics, 1993, No. 10,11,12. – Pp. 3–10.
2. Didenco A. N. Microwave power engineering: Theory and practice. M.: Nauka, 2003. – 446 p.
3. Bugaev S.P. Interaction of an electron beam and an electromagnetic field in a multiwave Cherenkov generator with a power of  $10^{10}$  watts / Bugaev S.P., Kanavets V.I., Klimov A.I., Koshelev V.I., Slepkov A.I., Cherepenin V.A. // Radio engineering and electronics, 1987, Vol. 32, No. 7. – Pp. 1488–1498.
4. Bromborsky A. Preliminary Results from a Reflex Diode Experiment Aurora Intense Pulsed Relativistic Electron Beam Generator / Bromborsky A., Kehs R.A., Hattlin G.A., Graybell S.E., Still M.E., Clarc M.C., Bartach R., Davis H.A., Sherwood E. and Thode L.E. In on the Conference Record – Abstracts of the 1987 IEEE International Conference on Plasma Science. Arlington, VA, 1987. – P. 39.
5. Ayzenberg G.Z. Ultra short wave antennas. M.: Gosudarstvennoye izdatel'stvo literatury po voprosam svyazi i radio, 1957. – 699 p.
6. Mac-Donald A. Superhigh-frequency breakdown in gases. M.: Mir, 1969. – 212 p.
7. Zarin A. S., Kuzovnikov A. A., Shibkov V. M. Freely localised microwave category in. M.: Neft' i Gaz, 1996. – 204 p.
8. Didenko A.N. Generation of powerful microwave radiation in a triode system by a high-current microsecond beam / Didenko A.N., Zherlitsin A.G., Sulakshin A.S., Fomenko G.P., Tsvetkov V.I., Shteyn Yu.G. // Letters to the Journal of Technical Physics, 1983, Vol. 9, No. 24. – Pp. 1510–1513.
9. Zherlitsin A.G., Melnikov G.V. Study of the efficiency of generation of microwave radiation in a triode-type vircator with a virtual cathode // Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Technical science, 2003, Vol. 306, No. 1. – Pp. 105–110.
10. Rostov V.V. Superradiant Ka-band Cherenkov oscillator with 2-GW peak power / Rostov V.V., Romanchenko I.V., Pedos M.S., Rukin S.N., Sharypov K.A., Shpak V.G., Shunailov S.A., Ulmaskulov M.R., Yalandin M.I. // Physics of Plasmas, 2016, Vol. 23, Iss. 9. 093103. <https://doi.org/10.1063/1.4962189>.
11. Gould L., Roberts L.W. Breakdown of Air at Microwave Frequencies // Journal of Applied Physics, 1956, Vol. 27, No 10. – Pp. 1162–1170.
12. Aleksandrov A.F. Ionization of air in a near-critical electric field / Aleksandrov A.F., Bychkov V.L., Grachev L.P., Esakov I.I., Lomteva A.Yu. // Journal of Technical Physics, 2006, Vol. 76, No. 3. – P. 38–43.
13. Volkov A.A. Restrictions on the minimum dimensions of the antenna for the radiation of powerful ultra-high-frequency pulsed fields // Antennas, 2014, No. 10. – Pp. 54–59.
14. Reference for special functions with formulas, graphs and mathematical tables / Ed. by M. Abramovits and I. Stegan. M.: Nauka, 1979. – 832 p.

# ОЦЕНКА ЧИСЛА ФРАГМЕНТОВ УПРАВЛЯЕМОГО ПАССИВНОГО ЭЛЕМЕНТА ДЛЯ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

А.С. Ряховский, Н.А. Синицын

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, РФ

**Аннотация.** Проведена оценка минимально необходимого количества фрагментов управляемого пассивного элемента для антенных устройств с переключаемой диаграммой направленности на основе проводника длиной  $\sim 0,5 \lambda$ , разбиваемого коммутирующими устройствами на части. Приведены примеры возможного использования данного элемента.

**Ключевые слова:** антенна, переключаемая диаграмма направленности.

## CONTROLLED PASSIVE ELEMENT FOR ANTENNA DEVICES WITH A SWITCHABLE RADIATION PATTERN

A. S. Ryakhovskiy, N. A. Sinitsyn

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, RF

**Abstract.** The minimum required number of fragments of controlled passive element for antenna devices with a switchable radiation pattern based on a  $\sim 0,5 \lambda$  long conductor, broken into parts by switching devices, has been evaluated. Examples of possible uses of this element are given.

**Keywords:** antenna; switchable radiation pattern.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Антенны с направленным излучением, являясь первичным звеном в цепи обработки сигнала, позволяют не только повысить энергетику радиолинии, но также улучшить ряд таких существенных показателей, как отношение сигнал/шум, параметры электромагнитной совместимости в системе и объекте и ряд других.

Антенны с электрически перестраиваемыми диаграммами направленности (ДН) дополнительно позволяют безынерционно осуществлять обзор окружающего пространства, быстро изменять направление приема и передачи для работы с несколькими объектами, формировать нули в направлении источников помех, в том числе организованных [1]. Можно реализовать как плавное, так и дискретное [2] движение луча.

Управление диаграммой направленности можно осуществлять как в цепях активных, так и в цепях пассивных элементов, причем второй способ не требует большого числа делителей мощности. Также требования к фазовращателям или коммутаторам по предельным электрическим параметрам слабее в силу меньшей величины наведенных в элементах токов.

Типичная антенна с управляемыми пассивными элементами содержит облучатель и решетку пассивных элементов с управляемыми отражающими фазовращателями. Однако возможно построение антенного устройства со скачкообразным движением луча, в котором использованы управляемые пассивные элементы, имеющие два рабочих состояния – отражения и малого взаимодействия с внешним электромагнитным полем.

Например, антенна с отражающим элементом (зеркалом) на основе реверсивной среды [3]. Особенностью реверсивной среды является то, что в исходном состоянии она является радиопрозрачной, а при воздействии на неё управляющего сигнала (светового или иного излучения) приобретает отражающие свойства. Устройство содержит внешний и внутренний радиопрозрачные кожуха, покрытые изнутри реверсивным материалом, что позволяет синхронно, с помощью подсветки, формировать конфигурацию зеркала антенны и облучателя и, таким образом, осуществлять сканирование ДН.

Антенна [4] представляет собой проводник, который высокочастотными коммутирующими элементами под воздействием управляющих сигналов может разбиваться на короткие отрезки. При работе на приём или передачу на коммутирующие элементы подается управляющее напряжение, и отдельные проводники соединяются между собой в единый излучатель. В этом режиме антенна оказывает влияние на близкорасположенные антенны и, так или иначе, участвует в формировании их ДН. По окончании работы под воздействием размыкающего напряжения коммутаторы разбивают антенну на части величиной значительно менее длины волны, соответствующей верхней рабочей частоте близкорасположенных антенн. Полоса выходит за пределы их рабочего диапазона, и влияние на них данной антенны значительно уменьшается.

Очевидно, что такой подход можно использовать при создании управляемых пассивных элементов для антенных устройств с переключаемой ДН, которые могут, в зависимости от управляющих сигналов, либо проявлять по отношению к активным элементам отражающие свойства, либо практически не влиять на их работу.

При этом возникает вопрос о таком геометрическом параметре элемента, как минимально необходимое число разбиений его на части. Слишком малое их число может не дать ожидаемого результата, слишком большое – оказаться избыточным, но, в то же время, потребует большего количества коммутирующих элементов и приведет к усложнению схемы управления, снижению надежности и механической прочности.

Целью доклада является оценка количества разбиений на части управляемого пассивного элемента, позволяющего обеспечить приемлемые параметры управления диаграммой направленности.

## **2. УСТРОЙСТВО, ОПТИМИЗАЦИЯ И СВОЙСТВА УПРАВЛЯЕМОГО ПАССИВНОГО ЭЛЕМЕНТА**

Рассматриваемый управляемый (коммутируемый) пассивный элемент для антенн с переключаемой диаграммой направленности (рисунок 1 *a*) представляет собой проводник диаметром  $0,01 \lambda$  и длиной  $\sim 0,5 \lambda$ , по длине которого равномерно расположены коммутирующие элементы («перемычки»), разбивающие проводник под действием управляющих сигналов на  $N$  частей. В качестве перемычек могут использоваться ВЧ-реле, герконы, pin-диоды, и т.д.

Количество частей  $N$ , на которое разбивается пассивный элемент, определяет способность элемента обеспечивать малое взаимодействие с внешним электромагнитным полем при разомкнутых перемычках.

Оптимизация геометрических параметров управляемого пассивного элемента (рисунок 1 *a*), проводилась на частоте 1,5 ГГц для антенной структуры (рисунок 2 *b*),

представляющей собой активный линейный разрезной вибратор и расположенный на расстоянии  $0,25 \lambda$  от него управляемый пассивный элемент. Длина активного вибратора оптимизирована с учетом коэффициента укорочения  $K = 0,9$ .

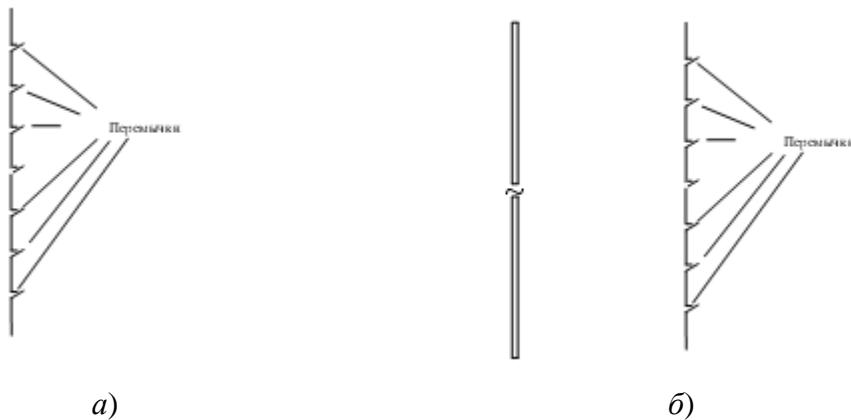


Рис. 1 а) Управляемый пассивный элемент б) Простая антенная структура на его основе  
ДН одиночного активного вибратора круговая с коэффициентом усиления КУ =  
2,51. ДН для структуры (рисунок 2 б)) меняется от почти круговой при большом числе  
разбиений N до слабонаправленной при малом N.

Зависимость коэффициента усиления от числа разбиений показана на рисунке 2.

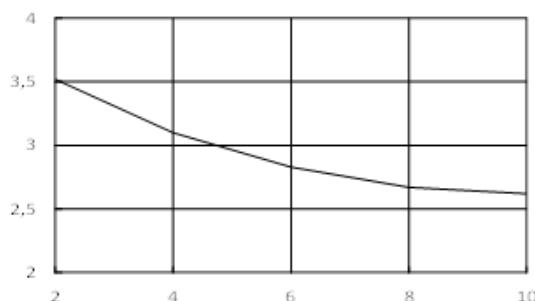


Рис. 2 Зависимость коэффициента усиления от числа разбиений  
Отсюда видно, что для обеспечения неравномерности ДН по уровню 0,5 дБ доста-  
точно разбиения пассивного элемента на 4 – 6 частей.

Диаграмма и КСВ в диапазоне частот 1,4 – 1,6 ГГц для этого случая представлены на рисунке 3. КУ = 2,87 дБ. Полоса по уровню КСВ = 2 около 12 %.

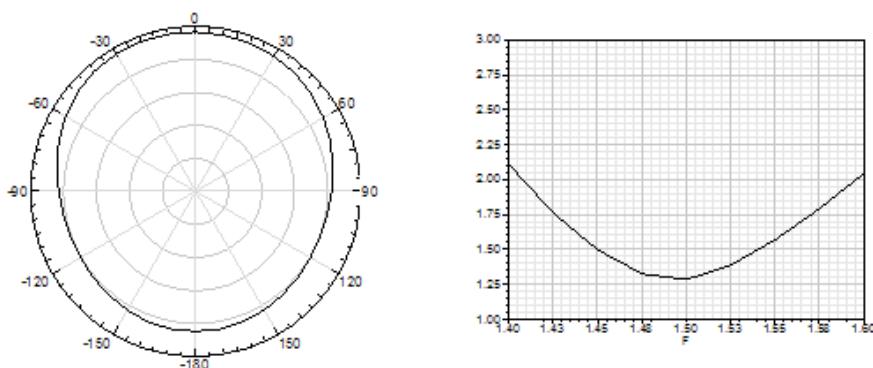


Рис. 3 ДН и КСВ при разомкнутых перемычках

На рисунке 4 представлены ДН и КСВ в диапазоне частот 1,4 – 1,6 ГГц при замкнутых перемычках. Диаграмма в этом случае направленная с КУ = 5,3 дБ на частоте 1,5 ГГц. Полоса по уровню КСВ = 2 около 10 %.

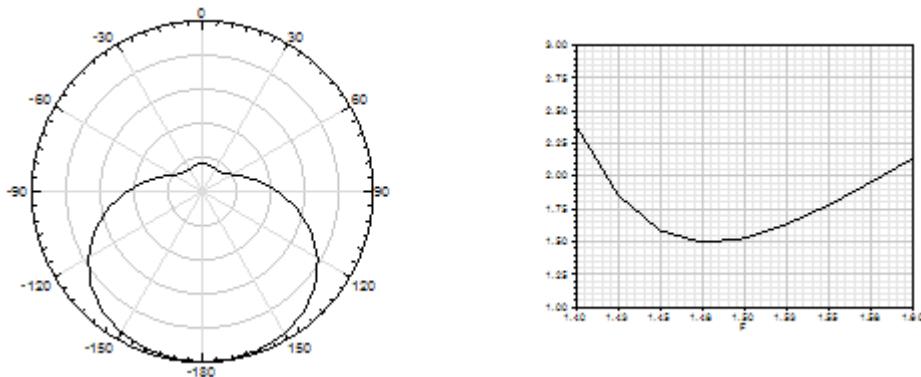


Рис. 4 ДН и КСВ при замкнутых перемычках

Отсюда видно, что структура из одного активного и одного управляемого пассивного элементов допускает работу в режиме переключения ДН от круговой до направленной в полосе до 10 % по уровню КСВ = 2 без дополнительного согласования.

### 3. ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ УПРАВЛЯЕМОГО ПАССИВНОГО ЭЛЕМЕНТА

Рассматриваемый элемент позволяет создавать антенные устройства различной конфигурации с различным количеством активных и пассивных элементов, позволяющие как осуществлять поворот ДН, так и формировать её заданную форму.

Ниже в качестве примера показано использование рассматриваемого элемента в антенной структуре, состоящей из постоянно работающего активного вибратора и равномерно расположенных вокруг него на расстоянии  $0,25 \lambda$  4-х управляемых пассивных элементов. Такая структура при симметричном управлении не требует дополнительного согласования независимо от угла поворота ДН.

На рисунках 5 – 6 приведены диаграммы направленности и КУ в диапазоне частот 1,4 – 1,6 ГГц данной антенной структуры при различном состоянии перемычек:

а) На одном элементе перемычки замкнуты, на трех разомкнуты – диаграмма направленная, полоса частот по уровню КУ = 1 дБ около 7 %, рисунок 5.

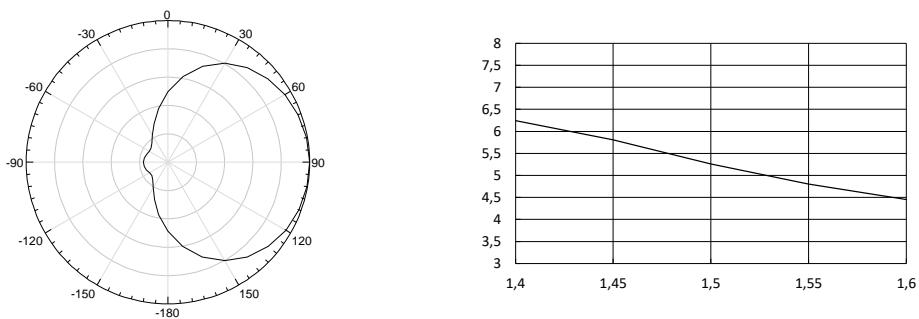


Рис. 5 ДН и КУ в полосе частот 1,4 – 1,6 ГГц.

На одном элементе перемычки замкнуты, на трех разомкнуты

б) На двух элементах перемычки замкнуты, на двух разомкнуты – диаграмма направленная, полоса частот по уровню КУ = 1 дБ около 10 %, рисунок 6.

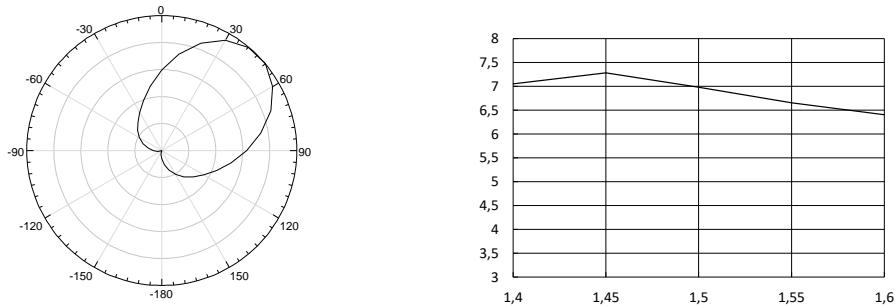


Рис. 6 ДН и КУ в полосе частот 1,4 – 1,6 ГГц.  
На одном элементе перемычки замкнуты, на трех разомкнуты

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты моделирования управляемого пассивного элемента на основе проводника, разбиваемого коммутирующими элементами на части позволяют сделать вывод о возможности его применения в антенных устройствах с коммутационным управлением диаграммой направленности.

Рабочая полоса частот антенного устройства в значительной степени определяется полосой частот активного элемента. В случае использования в качестве активных элементов линейных разрезных вибраторов толщиной  $\sim 0,01 \lambda$  рабочая полоса относительно простых антенных структур при неравномерности ДН  $\sim 1$  дБ составляет около 7 %.

При этом для получения приемлемых на практике характеристик антенных устройств достаточно разбиения управляемого пассивного элемента на 4 – 6 частей.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Вендиk О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием. Введение в теорию, Сайенс-пресс, 2002. –252 с.
2. Дерюгин Л.Н., Зимин Д.Б. Коммутационный метод управления лучом антенных решеток// Радиотехника, 1964, т.19, №3, с.23.
3. Бакаев А. В. Антенна. RU 2207671 C1, заяв. 31.10.2001, опубл. 27.06.2003.
4. Гончаров А. Ф., Емельянов Р. В., Косогор А.А., Строцев А.А. Мобильная антенная система. RU 2654937 C1, заяв. 17.04.2017, опубл. 23.05.2018.
5. Бакаев А. В. Антенна. RU 2207671 C1, заяв. 31.10.2001, опубл. 27.06.2003.

#### REFERENCES

1. Vendik O.G., Parnes M.D. Antennas with electric scanning. Introduction to Theory, Science-Press, 2002. –252 p.
2. Deryugin L.N., Zimin D.B. Switching method for controlling the beam of antenna arrays, Radio-technica, 1964, v.19, №3, p.23
3. Goncharov A.F., Emelyanov R.V., Kosogor A.A., Strotsev A.A. Mobile antenna system. RU 2654937 C1, stated. 17.04.2017, publ. 23.05.2018.
4. Bakaev A.V. Antenna RU 2207671 C1, stated. 31.10.2001, publ. 27.06.2003

## ПОВЫШЕНИЕ СКРЫТНОСТИ РАДИОСВЯЗИ В VHF ДИАПАЗОНЕ ПОСРЕДСТВОМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЛАЗМЕННЫХ АНТЕНН

И.А. Баранников<sup>1</sup>, Е.А. Ищенко<sup>1</sup>, С.М. Фёдоров<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В докладе рассматривается плазменная вибраторная антenna, предназначенная для работы в VHF диапазоне на частоте 140 МГц. Плазменные антенны отличаются от обычных антенн тем, что вместо металлического проводника используется плазма в газоразрядной трубке. Плазменная антenna имеет два режима работы: скрытный, когда напряжение на газоразрядную трубку не подается и проводящая поверхность отсутствует, и активный, когда под действием приложенного напряжения в трубке формируется плазма и появляется проводящая поверхность. Для определения характеристик антены использовалось электродинамическое моделирование, результаты которого показали, что характеристики плазменной антены в активном режиме схожи с характеристиками аналогичного металлического диполя. Посредством сравнения эффективной площади рассеяния (ЭПР) плазменной антены при отсутствии плазмы и эквивалентного диполя была определена эффективность скрытного режима антены. Из полученных результатов следует, что плазменная антenna обладает параметрами, схожими с параметрами аналогичного металлического диполя, но гораздо меньшей ЭПР в скрытном режиме.

**Ключевые слова:** плазменные антенны, скрытность радиосвязи.

## INCREASING THE STEALTH OF RADIO COMMUNICATIONS IN THE VHF BAND BY USING PLASMA ANTENNAS

I.A. Barannikov<sup>1</sup>, E.A. Ishchenko<sup>1</sup>, S.M. Fedorov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The report discusses a plasma dipole antenna designed to operate in the VHF band at a frequency of 140 MHz. Plasma antennas differ from conventional antennas in that instead of a metal conductor, plasma is used in a gas discharge tube. The plasma antenna has two modes of operation: stealth, when no voltage is applied to the gas-discharge tube and there is no conducting surface, and active, when under the influence of the applied voltage in the tube plasma is formed and a conducting surface appears. To determine the characteristics of the antenna, electrodynamic modeling was used, the results of which showed that the characteristics of the plasma antenna in the active mode are similar to those of a comparable metallic dipole. By comparing the radar cross-section (RCS) of the plasma antenna in the absence of plasma and the equivalent dipole, the efficiency of the hidden antenna mode was determined. It follows from the results obtained that the plasma antenna has parameters similar to those of a similar metallic dipole, but a much lower RCS in the stealth mode.

**Keywords:** plasma antennas, stealth radio communications.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Плазменные антенны обеспечивают связь в динамическом режиме. В активном режиме сформированная плазма является проводящей поверхностью и выступает излучателем, если же плазма отсутствует, то антenna представляет собой полый стеклянный цилиндр, который обладает малыми значениями эффективной площади рассеяния (ЭПР) и не излучает электромагнитных волн (ЭМВ). Таким образом

использование плазменных антенн позволяет повысить скрытность радиосвязи без использования сложных метаматериальных пластин, особой формы излучателей. Теоретические основы формирования таких антенн описаны в [1].

Работа [2] описывает процедуру излучения плазменных антенн, при этом достигается максимально близкая диаграмма направленности к металлической антенне (полуволновой диполь). Математическое описание плазмы показывает, что управление характеристиками излучения возможно путем формирования многомодового излучения, а не только посредством изменения резонансных частот материала плазмы и размеров антенны. Особенности конструкции и характеристикам излучения материала плазмы позволяют также уменьшить длину излучателя.

В работе [3] авторы сравнивают характеристики излучения плазменной антенны и алюминиевого диполя. Результаты показывают, что использование плазменных антенн не оказывает особого влияния на наиболее важные характеристики излучателя: коэффициент направленного действия (КНД), коэффициент полезного действия (КПД), диапазон рабочих частот. Это показывает эффективность использования плазменных антенн, помимо этого их применение снижает зашумление радиопространства, так как при отсутствии необходимости формирования канала антенна отключается и, в связи с этим пропадает проводящая поверхность.

В работе [4] проводится эксперимент показывающий, что плазменная антенна может излучать только при сформированном плазменном облаке, если оно отсутствует, КНД антенны падает значительно менее 0 дБ. Проведенный эксперимент показывает, что характеристики плазменного излучателя максимально схожи с полным металлическим диполем.

Работа [5] рассматривает пример формирования реконфигурируемой плазменной антенны. Различные резонансные свойства плазмы в излучателе позволяют менять характеристики излучения, что приводит к формированию дополнительных каналов связи. Помимо этого, рассматривается антenna с полным металлическим рефлектором, который приводит к ухудшению ЭПР антенны, а одно из самых главных преимуществ плазменных антенн - низкие значения ЭПР в выключенном состоянии.

В работе [6] авторы проводят сравнение электродинамического моделирования плазменной антенны с экспериментальными данными. Результаты показывают, что удалось достичь высокой схожести результатов. Таким образом, решение поставленной задачи по получению характеристик излучателя позволяет выполнение электродинамического моделирования. Авторы также показывают, что при использовании плазменных антенн в антенной решетке можно управлять характеристиками диаграммы направленности.

В данном докладе производится моделирование плазменной антенны и режимов ее работы; для выявления эффективности снижения радиолокационной заметности антенны в выключенном режиме производилось сравнение ЭПР с металлическим полуволновым диполем.

## 2. КОНСТРУКЦИЯ АНТЕННЫ

Плазменная антenna представляет собой полый стеклянный цилиндр, в котором находится ионизированный газ (плазма). Для возбуждения излучателя используется металлический колодец, передающий возбужденное поле на излучатель. Важным параметром, определяющим резонансную частоту антенны, является плазменная частота, определяемая выражением:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{4\pi n e^2}{m_e}}, \quad (1)$$

где  $n$  – концентрация свободных электронов или мера ионизации плазмы,  
 $e$  – заряд электрона,  
 $m_e$  – масса электрона.

Плазменная частота исследуемой модели (рисунок 1) составляла 2 ГГц.

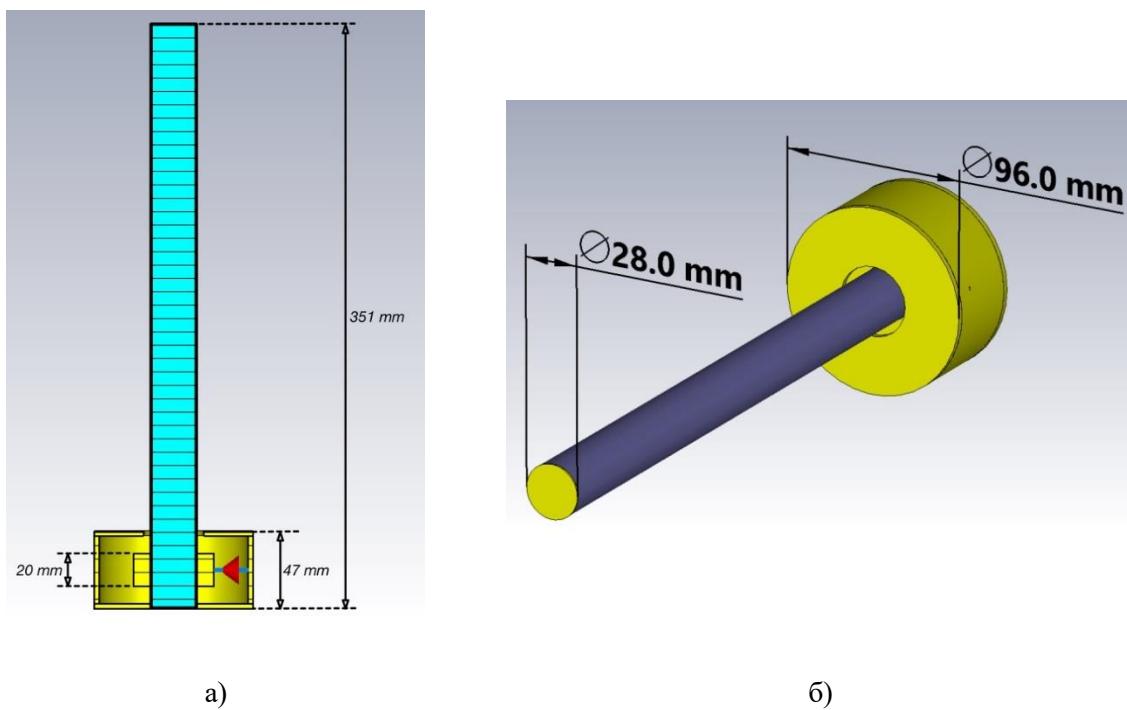


Рис. 1. Модель исследуемой антенны: а) вертикальный разрез антенны с питающим элементом;  
б) диаметры плазменной антенны и запитывающего колодца

При подаче напряжения на стеклянный цилиндр в нем формируется плазма, которая выступает в роли излучателя и формирует антенну. Для рассматриваемой конструкции целевым диапазоном является 140 МГц. Проверка характеристик антенны производилась посредством электродинамического моделирования.

## 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАЗМЕННОЙ АНТЕННЫ

Нужна очень точная настройка антенны на целевой диапазон из-за того, что плазма обладает достаточно узким резонансным диапазоном. В рассматриваемом случае по уровню возвратных потерь ( $S_{11}$ ) менее -10 дБ (рисунок 2а) устанавливается диапазон

рабочих частот антенны, помимо этого важным является сохранение высокого КПД в рабочем диапазоне частот (рисунок 2б).

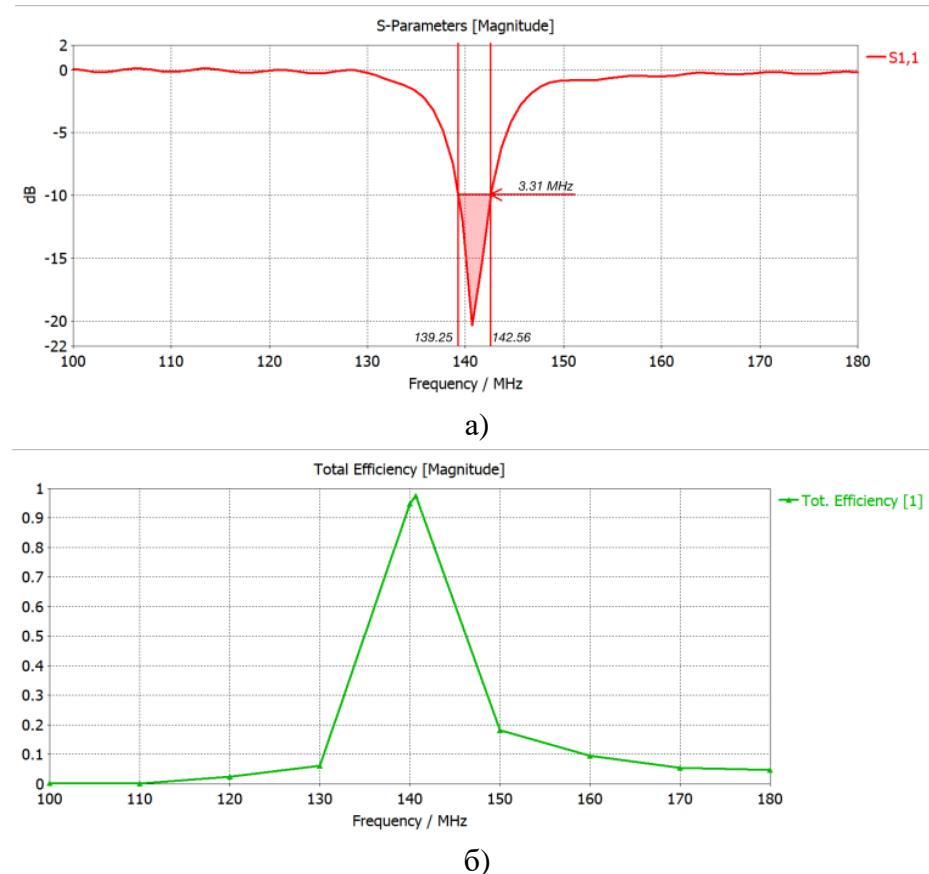


Рис. 2. Характеристики излучателя: а) график возвратных потерь с обозначенным диапазоном рабочих частот; б) КПД антенного элемента

Из полученных результатов видно, что рабочий диапазон антенны находится на частотах от 139.25 до 142.56 МГц, что является целевым диапазоном работы антенны. КПД антенны не опускается ниже 88% в рабочем диапазоне, что позволяет сделать вывод о большой эффективности антенны. Диаграмма направленности антенны для частоты минимума S11 (140.68 МГц) приводится на рисунке 3.

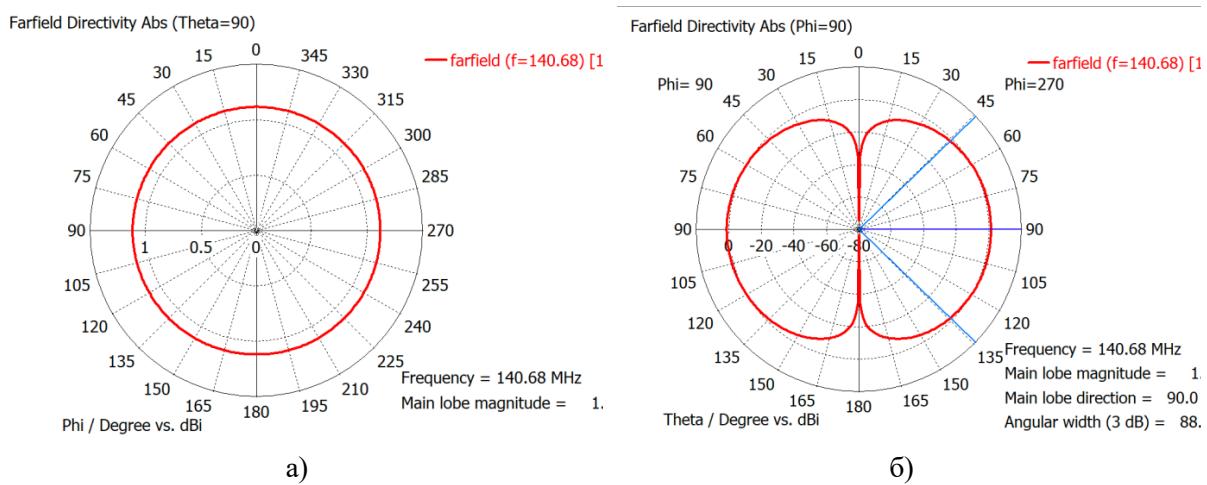


Рис. 3. Диаграмма направленности полученной плазменной антенны: а) горизонтальная плоскость; б) вертикальная плоскость

По полученным результатам видно, что антенна обладает характеристиками излучения, схожими с полуволновым диполем, но, если плазма отсутствует, диаграмма направленности заметно ослабляется и излучение практически отсутствует (рисунок 4).

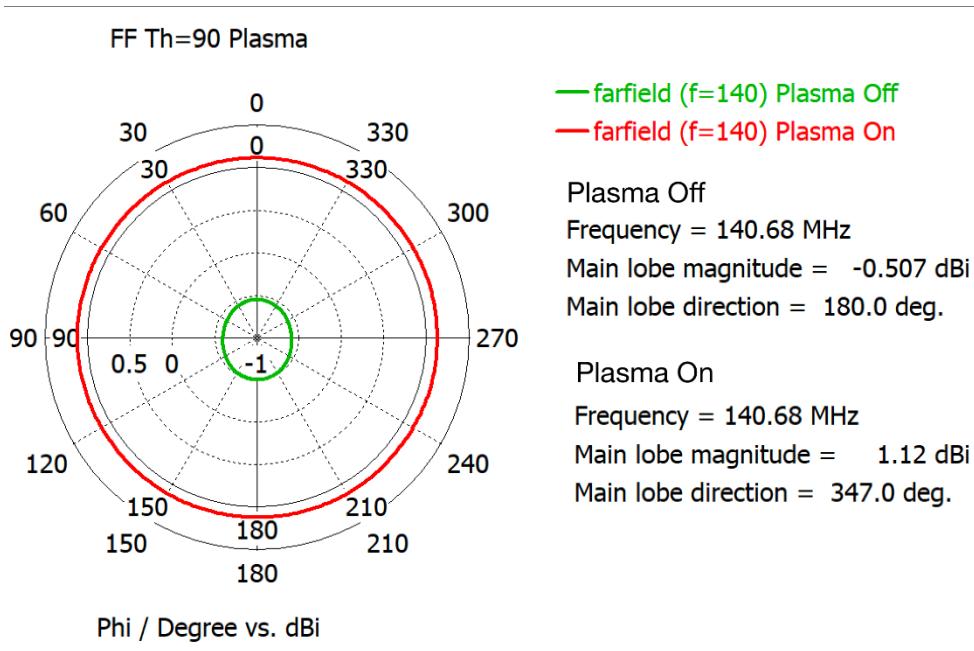


Рис. 4. Сравнение диаграмм направленности антенны при включенной и выключенной плазме

После отключения плазмы КНД антенны уменьшился с 1.12 дБи до -0.507 дБи, таким образом понижение составило 1.627 дБ, что соответствует уменьшению на 145.3 %. Из этого можно сделать вывод, что при отсутствии плазмы излучение отсутствует и, антенна становится практически невидимой для электромагнитных волн. Для сравнения ЭПР производилось сравнительное моделирование с металлическим полуволновым диполем, разработанным для того же диапазона рабочих частот – длина диполя 982 мм (что в 2.8 раза больше, чем длина изначальной плазменной антенны (рисунок 1)). Диаграмма направленности диполя и плазменной антенны в активном режиме приводятся на рисунке 5.

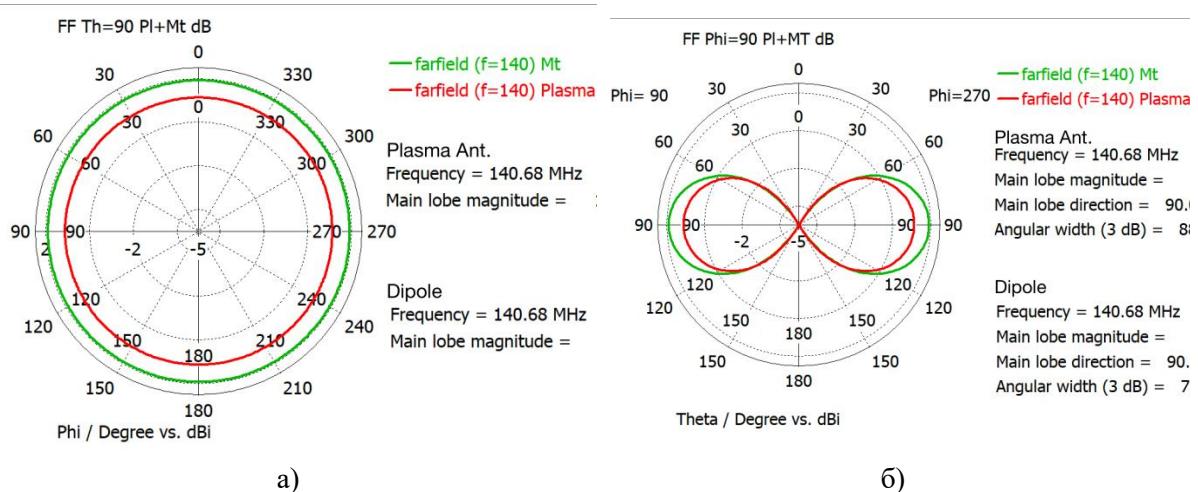


Рис. 5. Диаграммы направленности плазменной антенны и полуволнового диполя: а) горизонтальная плоскость; б) вертикальная плоскость

Из полученных результатов видно, что КНД металлического диполя больше, чем у разработанной плазменной антенны, но стоит учитывать, что металлический диполь не обладает скрытым режимом и имеет большие размеры. Для определения характеристик ЭПР производилось облучение плоской электромагнитной волной выключенной плазменной антенны и металлического диполя, при этом производилось сохранение значений ЭПР – рисунок 6.

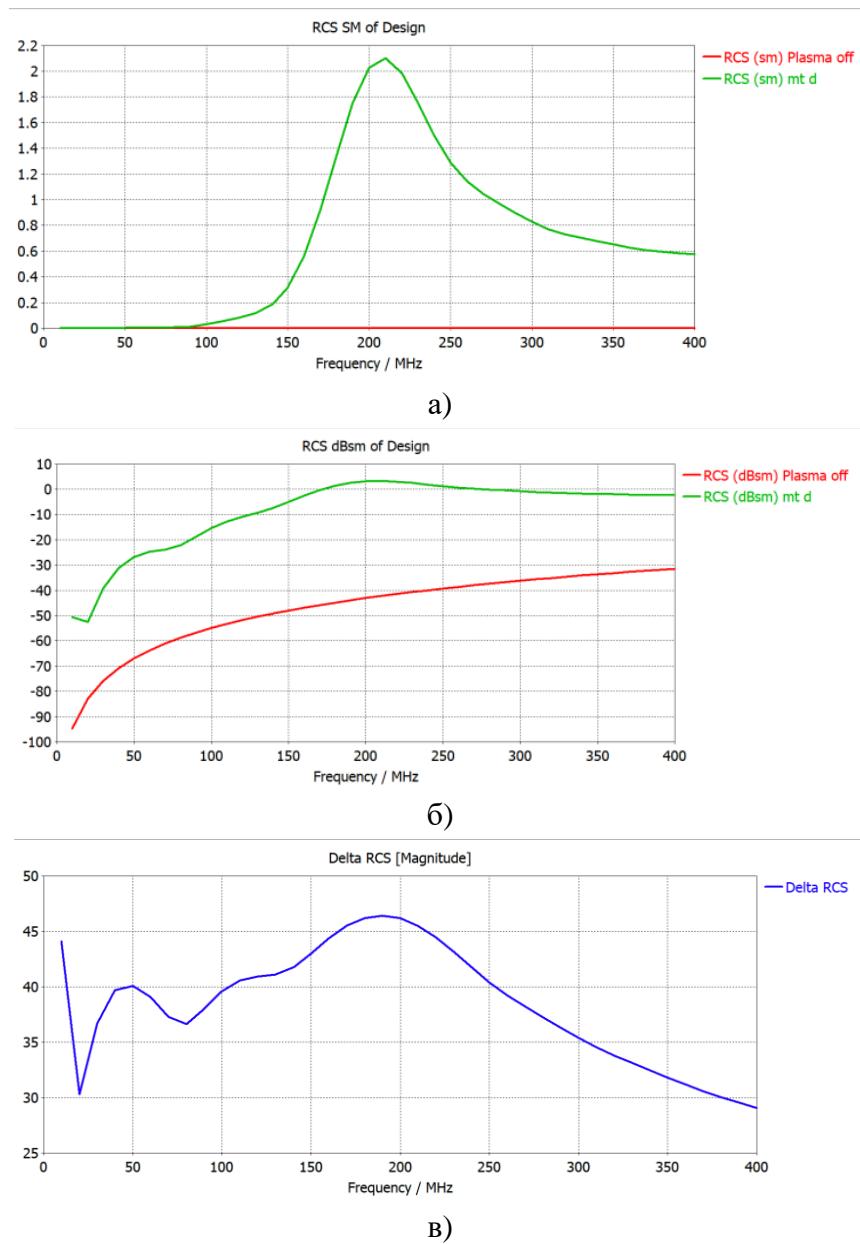


Рис. 6. Сравнение характеристик ЭПР металлического диполя и выключенной плазменной антенны: а) ЭПР в  $\text{м}^2$ ; б) ЭПР в  $\text{дБм}^2$ ; в) разность ЭПР в  $\text{дБм}^2$

Полученные результаты показывают, что ЭПР выключенной плазменной антенны значительно ниже, чем у полуволнового диполя. Для сравнения всех результатов воспользуемся таблицей 1.

Таблица 1. Сравнение характеристик плазменной антенны и аналогичного полуволнового диполя

Характеристика	Плазменная антenna	Металлический диполь
Длина антенны, мм	351	982
КНД max ( $f=140.68$ МГц), дБ	1.12	1.9
КПД ( $f=140.68$ МГц), %	97.43	96.54
ЭПР ( $f=140.68$ МГц), $\text{м}^2$	0.187	$1.23 \cdot 10^{-5}$
ЭПР ( $f=140.68$ МГц), дБм <sup>2</sup>	-49.09	-7.28

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Плазменные антенны имеют характеристики, схожие с эквивалентными металлическими диполями, и меньшие размеры. Основное их преимущество - наличие скрытного режима (когда выключены), который позволяет значительно снизить ЭПР объекта. Развитие технологии плазменных антенн в дальнейшем может быть направлено на разработку реконфигурируемых антенн, так из плазменных ячеек возможно создание перестраиваемых рефлекторов, антенных решеток. Полученные в ходе проведенного исследования результаты показали, что плазменные антенны являются одним из передовых устройств формирования канала связи в VHF диапазоне.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Anderson T. Plasma Antennas. USA: Artech House, 2011. - 203 p.
- Ye H. M., Gao M., Tang C. J. Radiation Theory of the Plasma Antenna. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, Vol. 58, No. 5. – pp. 1497-1502.
- Rayner J. P., Whichello A. P., Cheetham A. D. Physical characteristics of plasma antennas. // IEEE Transactions on Plasma Science, 2004, No. 1. – pp. 269-281.
- Abbasi M. M., Asadi S., Pirhadi A. The comprehensive design of high efficiency monopole plasma antenna using surfaguide exciting method. // AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2020, Vol. 121 – 8 p.
- Barro O. A., Himdi M., Lafond O. Reconfigurable Cylindrical Plasma Antenna. // Progress In Electromagnetics Research M, 2018, Vol. 66. – pp. 65-72.
- Sun J., Yuemin X. Simulation study of plasma antenna reconfigurable performance. // 2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE), 2015. – pp. 67-70.

#### REFERENCES

- Anderson T. Plasma Antennas. USA: Artech House, 2011. - 203 p.
- Ye H. M., Gao M., Tang C. J. Radiation Theory of the Plasma Antenna. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, Vol. 58, No. 5. – pp. 1497-1502.
- Rayner J. P., Whichello A. P., Cheetham A. D. Physical characteristics of plasma antennas. // IEEE Transactions on Plasma Science, 2004, No. 1. – pp. 269-281.
- Abbasi M. M., Asadi S., Pirhadi A. The comprehensive design of high efficiency monopole plasma antenna using surfaguide exciting method. // AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2020, Vol. 121 – 8 p.
- Barro O. A., Himdi M., Lafond O. Reconfigurable Cylindrical Plasma Antenna. // Progress In Electromagnetics Research M, 2018, Vol. 66. – pp. 65-72.
- Sun J., Yuemin X. Simulation study of plasma antenna reconfigurable performance. // 2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE), 2015. – pp. 67-70.

## ПОДЗЕМНАЯ РЕЗОНАТОРНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

А.В. Иванов<sup>1</sup>, В.И. Николаев<sup>2</sup>, Ю.Г. Пастернак<sup>3<sup>421</sup></sup>, В.А. Пендюрин<sup>4</sup>

<sup>1</sup>ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

<sup>2</sup>АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия

<sup>3</sup>Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

<sup>4</sup>АО НПП «Автоматизированные системы связи» (АО НПП «АСС»), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предложена модель подземной антенны резонаторно-щелевого типа. Приведены результаты численного моделирования, этапы изготовления действующей модели, результаты натурного эксперимента и сравнительные характеристики.

**Ключевые слова:** подземная антenna, резонаторно-щелевая антenna, диаграмма направленности, коэффициент усиления, коэффициент стоячей волны, коэффициент отражения.

## UNDERGROUND RESONATOR-SLOT ANTENNA OF THE ULTRASHORT WAVE RANGE

A.V. Ivanov<sup>1</sup>, V. I. Nikolaev<sup>2</sup>, Y.G. Pasternak<sup>3<sup>421</sup></sup>, V. A. Pendyurin<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin, Voronezh, Russia

<sup>2</sup>JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

<sup>3</sup>Voronezh state technical University (VSTU), Voronezh, Russia

<sup>4</sup>JSC Scientific and Production Enterprise «Automated Communication Systems» (NPP «ACS»), Voronezh,  
Russia

**Abstract.** A model of an underground antenna of the resonator-slot type is proposed. The results of numerical modeling, the stages of production of the current model, the results of the field experiment and comparative characteristics are presented.

**Keywords:** underground antenna, resonator slot antenna, radiation pattern, gain, standing wave coefficient, reflection coefficient.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время поиск новых технических решений с целью упрощения конструкции, снижения себестоимости, повышения технологичности, надежности антенн метрового диапазона (МВ) является насущной научно-технической задачей. Особо актуальна эта задача для класса антенн, размещаемых в подземных условиях и требующих затратных земляных (подготовительных) работ.

Базовые подходы по описанию и функционированию подземных антенн были рассмотрены достаточно давно в монографиях Г.А. Лаврова, А.С. Князева [1] и Р. Кинга, Г. Смита [2], ставших классическими.

Так же, этапы моделирования и анализа конкретных подземных антенн в достаточной степени освещены в трудах, Ю.И. Кольчутина, Р. Хансена, В.П. Чернолеса, А.Л. Бузова [3-6].

В работах [5, 6] затрагиваются вопросы о постановке насущных научно-технических задач по обеспечению электромагнитной совместимости в местах сосредоточения радиоэлектронных средств связи различных диапазонов (как правило, вблизи пунктов управления оперативного звена и выше) посредством экранирования

излучений метаматериальными подстилающими поверхностями и по разработке антенных устройств защищенных радиокомплексов радиосвязи ДКМВ.

Цель работы – представить результаты численного моделирования резонаторно-щелевой антенны и натурного эксперимента с действующим макетом антенны в условиях наземного и подземного размещения.

## 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ И ЧИСЛЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

Авторы доклада предлагают в качестве заглубляемой антенны УКВ диапазона компактную, высокотехнологичную конструкцию резонаторно-щелевого типа. Внешний вид конструкции антенны и размеры представлены на рисунках 1, 2. Размеры антенны определены по методике, основанной на аналитических расчетах резонансной частоты, изложенных в [7]. Выбором такого типа и параметров антенного устройства достигалась основная цель – обеспечить минимальный размер антенного устройства, возможность исполнения в полном технологическом цикле сборку готового изделия в условиях помещения (заводские условия), в то же время, было понимание что данная конструкция (при выбранной рабочей частоте) является для диапазона УКВ электрически малой антенной (ЭМА) исходя из условия  $ka < 1$ , где  $k = 2\pi / \lambda$ ,  $a$  – максимальный радиус сферы, описывающей антенну ( $a \geq \lambda / 3,5$ ) [8]. Поэтому данный тип антенн имеет высокую добротность – следовательно, является узкополосным.

Для электродинамического анализа выбрана рабочая частота 50 МГц, поляризация – вертикальная. Ожидаемый вид диаграммы направленности (ДН) антенны – тороидальный.

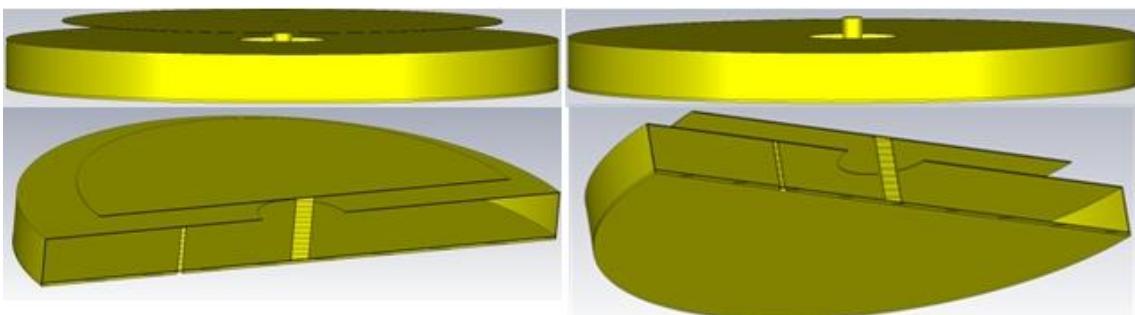


Рис. 1. Внешний вид антенны с диском и без диска, в разрезе

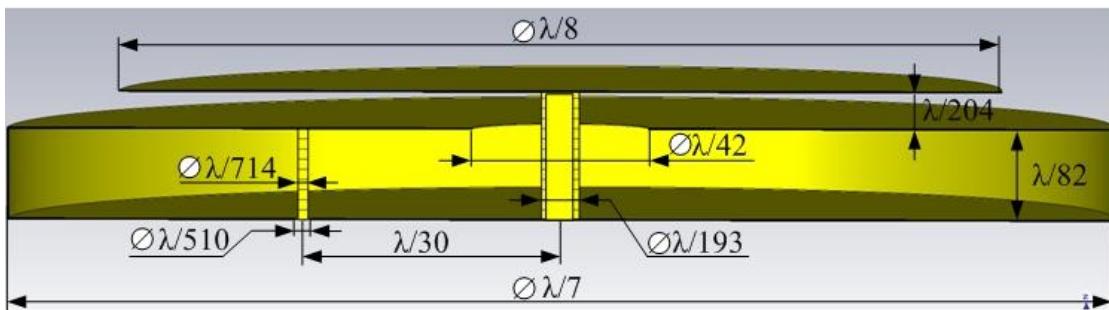


Рис. 2. Конструкция резонаторно-щелевой антенны

Запитка антенны осуществляется коаксиальным кабелем (волновое сопротивление 50 Ом), оплетка кабеля коммутируется к нижней пластине, центральная жила – к

стержню диаметром  $\lambda/714$  (размер продиктован наличием медного стержня данного диаметра, как центрального стержня) (рисунок 3).

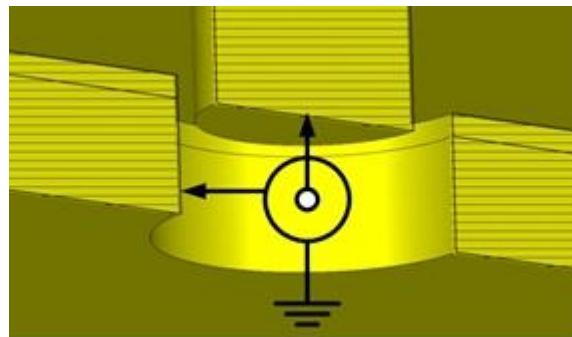


Рис. 3. Схема запитки резонаторно-щелевой антенны

Согласование антенны с коаксиальным кабелем (волновое сопротивление 50 Ом) будет достигаться варьированием расстояния между центрами стержней ( $\lambda/30$ ). По расчету расстояние  $\lambda/30$  обеспечивает входное сопротивление антенны близкое к 50 Ом. Вместо стержней возможно использовать тонкостенные трубы.

Электродинамическое моделирование антенны позволило получить следующие результаты (рисунки 4 – 6). Диаграмма Вольперта-Смита позволила убедиться, что на выбранной резонансной частоте 50 МГц величина комплексного входного сопротивления антенны составила  $(43,98+i8,64)$  Ом, что близко по значению к волновому сопротивлению коаксиального кабеля.

Коэффициент отражения от входа антенны при волновом сопротивлении фидера 50 Ом составил минус 19 дБ. Диаграмма направленности антенны, размещенной над идеально проводящей и бесконечно протяженной полуплоскостью, на частоте 50 МГц имеет форму близкую к тороидальной. Расчетный коэффициент усиления составил 5,32 дБ. Расчетный КПД составил минус 7,3 дБ (при расположении на идеальной земле).

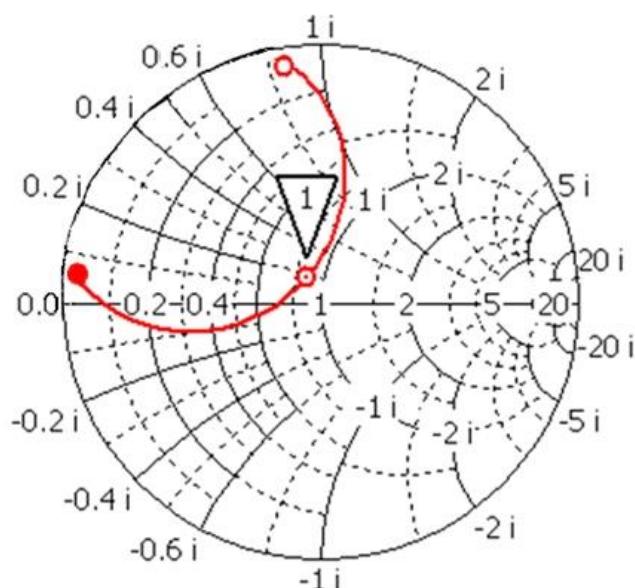


Рис. 4. Номограмма Вольперта-Смита (метка 1 – 50 МГц  $(43,98; 8,64)$  Ом)

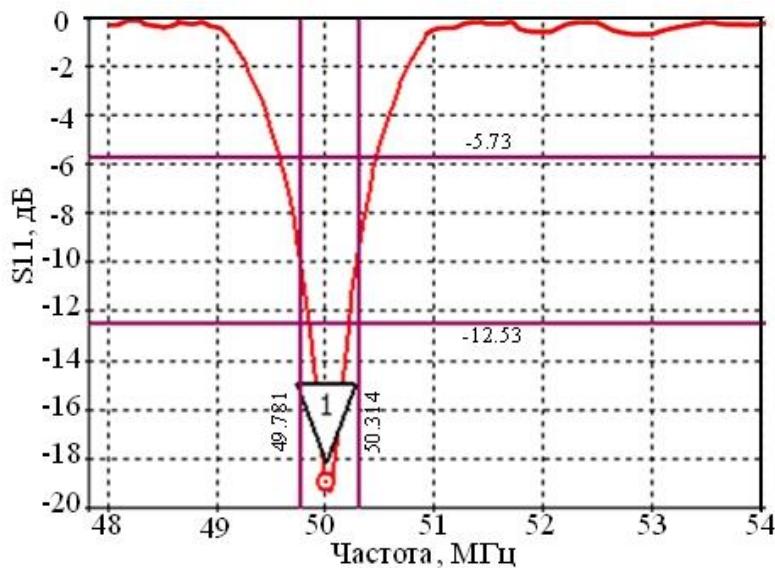


Рис. 5. Коэффициент отражения от входа антенны (метка 1 – 50 МГц, минус 19 дБ)

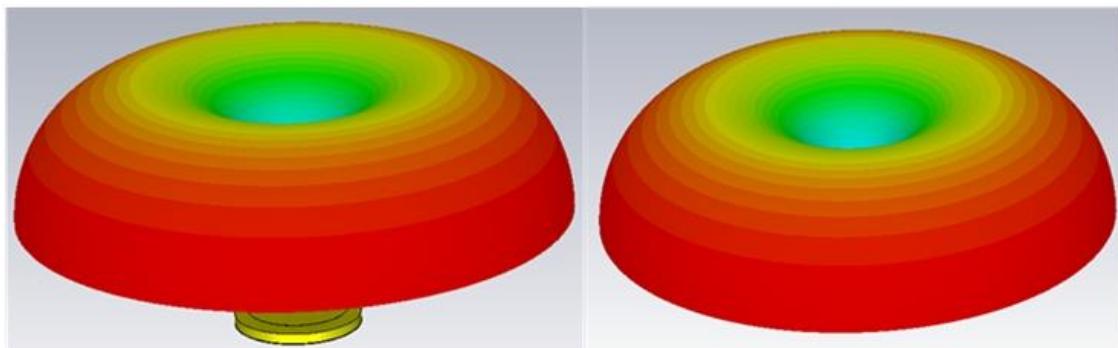


Рис. 6. Диаграмма направленности антенны, на частоте 50 МГц

Выводы по результатам численного эксперимента:

Под эту антенну нужно подкладывать металлическую сетку, по возможности, большего размера (с радиусом 2-3 метра), чтобы увеличить КПД и «прижать» ДН к земле;

Для изготовления действующего макета антенны возможно изготовить изолирующие цилиндры из пенопласта, резонаторный цилиндр оклеить медной фольгой и пропаять её по швам. Диск так же изолировать с помощью пенопласта;

КПД низок, зато размеры антенны относительно невелики;

Во избежание антенного эффекта соединительного кабеля на всем его протяжении на него должны быть надеты ферритовые кольца через 5-10 см.

## 2. Изготовление макета резонаторно-щелевой антенны.

Этапы изготовления действующего макета резонаторно-щелевой антенны, настроенный на частоту 50 МГц представлены на рисунках 7, 8:

заготовка основания (нижнего диска) макета антенны;

металлизация макета резонатора антенны (обшивка медной фольгой, пропайка стыков и швов).

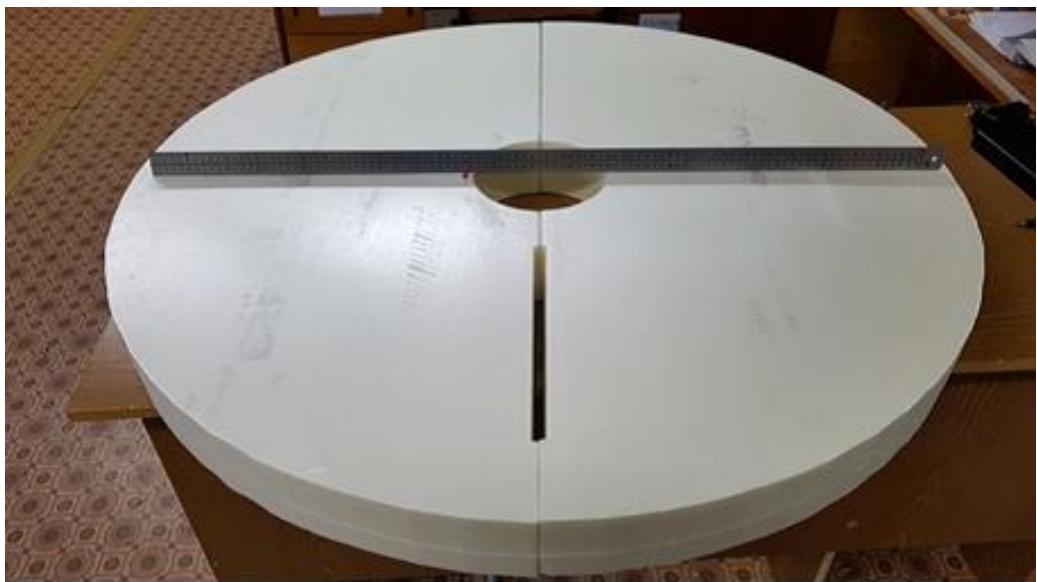


Рис. 7. Заготовка основания (нижнего диска) макета антенны

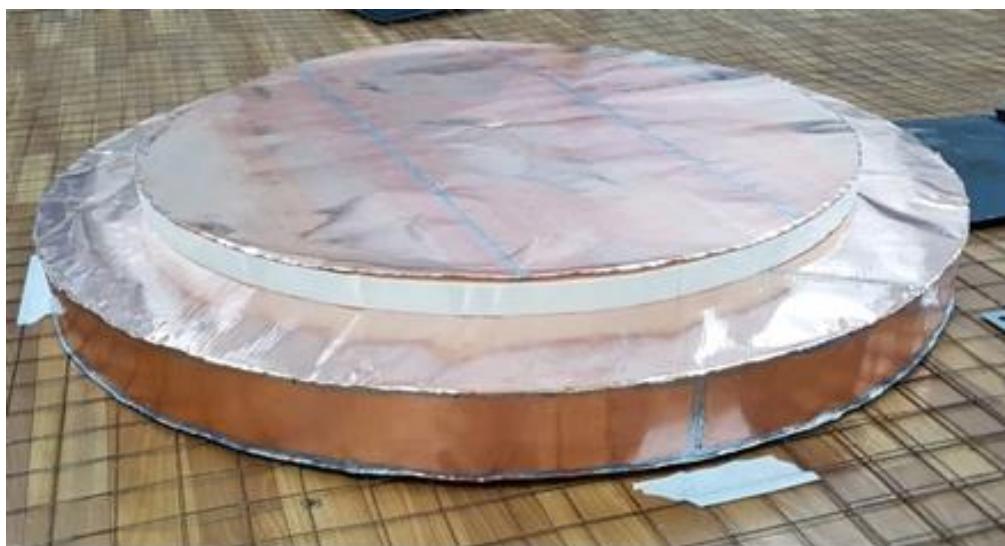


Рис. 8. Макет антенны, обшитый медной фольгой

### 3. НАТУРНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

При проведении измерений электродинамических характеристик (в помещении, рисунок 9, и в полевых условиях, рисунок 10) антенны соблюдались следующие пункты: при измерении входного сопротивления антенны использовалась квадратная подстилающая поверхность в виде стальной сетки площадью  $9 \text{ м}^2$ , коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом, использованный для питания резонаторно-щелевой антенны, был расположен под металлической сеткой; при этом по всей длине кабеля на него были надеты ферритовые кольца для компенсации антенненного эффекта кабеля, при измерении коэффициента усиления резонаторно-щелевой антенны в качестве эталонной антенны использовался четвертьволновый штырь с шунтовой запиткой, размещенный на подстилающей поверхности в виде стальной сетки с размерами  $3 \times 3 \text{ м}^2$ , настроенный на частоту 50 МГц. Высота четвертьволнового штыря составляла около 1600 мм.

Таблица 1. Результаты натурного эксперимента

Частота, МГц	Четвертьволновый штырь (ЧВШ)		Резонаторно-щелевая антенна (РЩА)		Разница между измеренными значениями (ЧВШ-РЩА)
	KCB	S21, дБм	KCB	S21, дБм	
50	1.21	-57,2	Антенна лежит на земле		
			2,2	-48,5	+8,7
			Опустили в яму $2,5 \times 2,5$ м глубиной 0,5м		
			2,23	-58,2	-1,0
			Закопали в яму, засыпано до верхнего слоя почвы		
			3	-65,0	-7,8
			Закопали в яму, засыпано с ровным слоем сверху до 20 см относительно уровня земли.		
			2,7	-63,1	-5,9
			Закопали в яму, засыпано сверху до 20 см относительно уровня земли. Дополнительно полили водой 40 л на площадь $2,5 \times 2,5$ м равномерно.		
			2,58	-64,2	-7

#### 4. Выводы по экспериментальному этапу:

В результате экспериментальных исследований было установлено, что реальная часть входного сопротивления на частоте 5 МГц составляет около 60 Ом.

Полоса рабочих частот антенны, определённая по уровню  $KCBH \leq 2$ , составляет около 0,5 МГц.

Проведенные измерения показали, что коэффициент усиления резонаторно-щелевой антенны приблизительно на 3 дБ меньше, чем коэффициент усиления четвертьволнового штыря с шунтовой запиткой.



Рис. 9. Сборка схемы измерения параметров антенны

## 5. ВЫВОДЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИЗМЕРЕНИЙ МАКЕТОВ АНТЕНН (СРАВНИТЕЛЬНАЯ ТАБЛИЦА):

При размещении антенн на поверхности земли резонаторно-щелевая антенна имеет коэффициент усиления на 8,7 дБ больше чем четвертьволновый штырь, это обусловлено тем, что она является резонансной антенной и в узкой полосе ее эффективность выше чем у широкополосных антенн.

При размещении антенн в яме резонаторно-щелевая антенна имеет коэффициент усиления на 1,0 дБ меньше чем четвертьволновый штырь.

При размещении антенн в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами  $2,5 \times 2,5$  м, сверху яма с антенной засыпана грунтом бровень с земной поверхностью (высота грунта на антенне 30 см) резонаторно-щелевая антенна имеет коэффициент усиления на 7,8 дБ меньше чем четвертьволновый штырь (эталонная антенна).

При размещении антенн в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами  $2,5 \times 2,5$  м, сверху яма с антенной засыпана грунтом с горкой высотой 20 см от земной поверхности (высота грунта на антенне 50 см) – резонаторно-щелевая антенна имеет коэффициент усиления на 5,9 дБ меньше чем четвертьволновый штырь (эталонная антенна).

При размещении антенн в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами  $2,5 \times 2,5$  м, сверху яма с антенной засыпана грунтом с горкой высотой 20 см от земной поверхности, высота грунта на антенне 50 см, грунт равномерно полит водой 40 литров воды на площадь  $2,5 \times 2,5$  м – резонаторно-щелевая антенна имеет коэффициент усиления на 7,0 дБ меньше чем четвертьволновый штырь (эталонная антенна).



Рис. 10. Размещение макета резонаторно-щелевой антенны в яме и подготовка к проведению испытаний

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрен вариант резонаторно-щелевой антенны в качестве стационарной подземной приемной антенны. Приведены электродинамические (сравнительные) характеристики, полученные в ходе численного моделирования и натурного эксперимента. Выявлены зависимости коэффициента усиления антенны от состояния грунта и уровня заглубления.

Показано, что данную конструкцию антенны возможно использовать в качестве подземной приемной антенны стационарного приемного центра дальней УКВ радиосвязи и целесообразно продолжить работу по поиску технических решений расширения рабочей полосы частот для обеспечения полнофункционального использования в составе штатной радиостанции.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Л. Лавров, А. С. Князев «Приземные и подземные антенны. Теория и практика антенн, размещенных вблизи поверхности земли» - М.: «СОВЕТСКОЕ РАДИО», 1985, 453 стр.
2. Кинг Р., Смит Г. Антенны в материальных средах [Текст]: в 2-х книгах / пер. с англ. под ред. д-ра техн. наук В. Б. Штейншлейгера. – Москва: Мир, 1984. [Кн.] 1. – 1984. – 416 с.: ил. С. 240-255, 408-413.
3. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Копылов Д.А., Нещерет А.М. Математическая модель двухэлементной микрополосковой излучающей структуры с подложкой из кирального метаматериала. Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 4. С. 414-420
4. Бузов А.Л. Современные тенденции развития антенной техники ДКМВ радиосвязи // Антенны. 2007. № 10 (125). С. 44-50.
5. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Копылов Д.А., Нещерет А.М. Математическая модель двухэлементной микрополосковой излучающей структуры с подложкой из кирального метаматериала Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 4. С. 380-387.
6. Бузов А.Л., Нещерет А.М. Перспективы использования метаматериалов в подземных КВ-антеннах Сборник: II Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2017. Физика и технические приложения волновых процессов ФиTPVP-2017. Материалы XV Международной научно-технической конференции. Под редакцией О.И. Антипова. 2017. С. 62-64.
7. Слюсар В. Диэлектрические резонаторные антенны. Электроника: Наука, технология, бизнес. 2007. № 2 (76). С. 28-37.
8. Слюсар В. 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги. Электроника: Наука, технология, бизнес. 2008. № 17. С. 10-19.

## REFERENCES

1. G. L. Lavrov, A. S. Knyazev " Surface and underground antennas. Theory and practice of antennas placed near the Earth's surface "- Moscow: "SOVETSKOE RADIO", 1985, 453 p.
2. King R., Smith G. Antennas in material media [Text]: in 2 books. edited by Dr. V. B. Shteynshleiger. – Moscow: Mir, 1984. [Book.] 1. – 1984. – 416 p.: ill. pp. 240-255, 408-413.
3. Buzov A. L., Klyuev D. S., Kopylov D. A., Neshcheret A.M. Mathematical model of a two-element microstrip radiating structure with a chiral metamaterial substrate. Radio engineering and electronics. 2020. Vol. 65. no. 4. pp. 414-420.
4. Buzov A. L. Modern trends in the development of antenna technology of DCMV radio communication // Antennas. 2007. No. 10 (125). pp. 44-50.
5. Buzov A. L., Klyuev D. S., Kopylov D. A., Neshcheret A.M. Mathematical model of a two-element microstrip radiating structure with a substrate of chiral metamaterial Radio Engineering and Electronics. 2020. Vol. 65. no. 4. pp. 380-387.
6. Buzov A. L., Neshcheret A.M. Prospects for the use of metamaterials in underground HF antennas Collection: II Scientific Forum Telecommunications: Theory and Technology TTT-2017. Physics and technical applications of wave processes FiTPVP-2017. Proceedings of the XV International Scientific and Technical Conference. Edited by O. I. Antipov. 2017. pp. 62-64.
7. Slyusar V. Dielectric resonator antennas. Electronics: Science, Technology, business. 2007. No. 2 (76). pp. 28-37.
8. Slyusar V. 60 years of the theory of electrically small antennas. Some results. Electronics: Science, Technology, Business. 2008. No. 17. pp. 10-19.

## ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ

Д.С. Алиев<sup>1</sup>, А.В. Иванов<sup>1</sup>, Ю.Г. Пастернак<sup>231</sup>, В.А. Пендюрин<sup>3</sup>, Е.С. Чесноков<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

<sup>2</sup>Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

<sup>3</sup>АО НПП "Автоматизированные системы связи", Воронеж, Россия

**Аннотация.** Представлена модель вибраторной антенны с повышенным коэффициентом усиления за счет фокусирующей диэлектрической линзы, приведены результаты численного моделирования.

**Ключевые слова:** несимметричная вибраторная антenna, фокусирующая диэлектрическая линза, диаграмма направленности, диаграмма Вольперта-Смита, коэффициент стоячей волны.

## FULL-AZIMUTH ANTENNA BASED ON A DIELECTRIC LENS

D. S. Aliev<sup>1</sup>, A.V. Ivanov<sup>1</sup>, Y.G. Pasternak<sup>231</sup>, V. A. Pendyurin<sup>3</sup>, E. S. Chesnokov<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin, Voronezh, Russia

<sup>2</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

<sup>3</sup>JSC «Scientific and Production Enterprise», Voronezh, Russia

**Abstract.** A model of a dipole antenna with an increased gain due to a focusing dielectric lens is presented, and the results of numerical simulation are presented.

**Keywords:** asymmetrical dipole antenna, focusing dielectric lens, radiation pattern, Smith diagram, standing wave ratio.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Предлагается вариант полноазимутальной антенны, конструкция которой основана на фазокорректирующем свойстве диэлектрической цилиндрической линзы [1].

### 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ

Антenna представляет собой цилиндр из полистирола с воронкообразным (гиперболическим) отверстием, плечо несимметричного вибратора конической формы (ориентированное вертикально по оси симметрии в отверстии цилиндра), закрепленных на металлизированной круглой подложке, выступающей в роли основания конструкции и области нулевого потенциала для вибраторной антенны. Общий вид и геометрические размеры представлены на рисунке 1.

Круглая металлическая подложка, диаметром равным диаметру цилиндра линзы, выполнена из тонколистовой меди.

Питание антенны организуется подключением фидерной линии с волновым сопротивлением 50 Ом (центральная жила коммутируется к вершине конуса, оплётка - к поверхности медной подложки).

Тело линзы антенны возможно исполнить при помощи FDM технологии, при промышленном производстве – методом литья под давлением.

На рисунках 2-5 приведены результаты численного анализа характеристик антенны, произведённого в полосе частот от 1 ГГц до 21 ГГц.

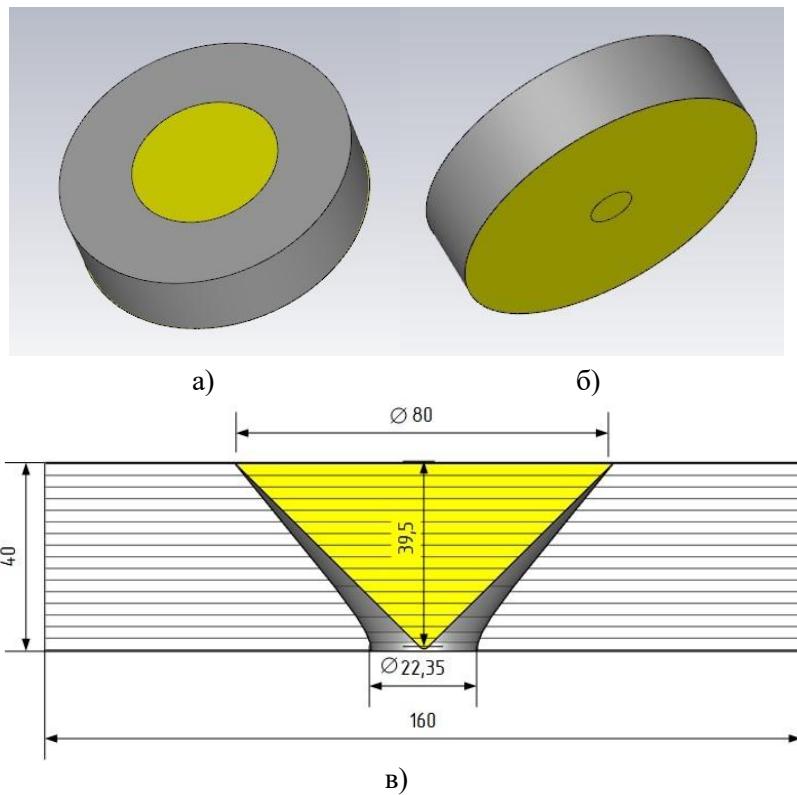


Рис. 1. Вид антенны а) сверху, б) снизу, в) в разрезе

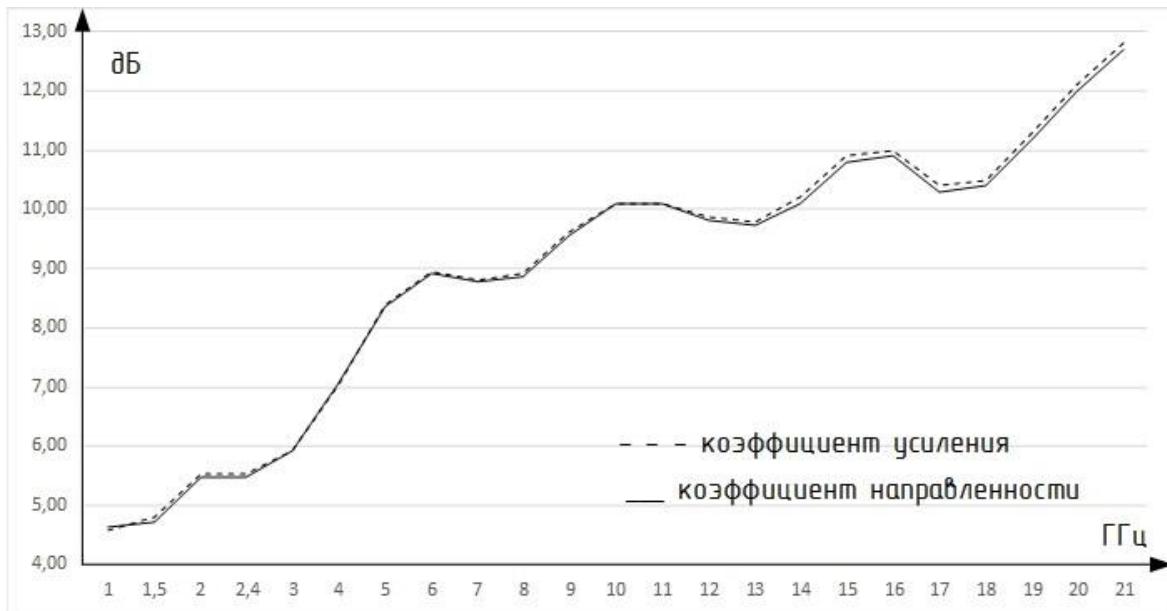


Рис. 2. Зависимость коэффициента направленности и коэффициента усиления антенны от частоты

Расчётные значения коэффициента усиления в указанном диапазоне варьируются от 4 до 13 дБ. Причём, на частотах диапазона 2,4-5,6 ГГц (который в настоящий момент часто используют для организации прямых широкополосных каналов радиосвязи с роботизированными комплексами) коэффициент усиления изменяется в пределах 5,5-9 дБ, что в 2-3 раза превосходит по данному параметру часто применяемые штыревые антенны.

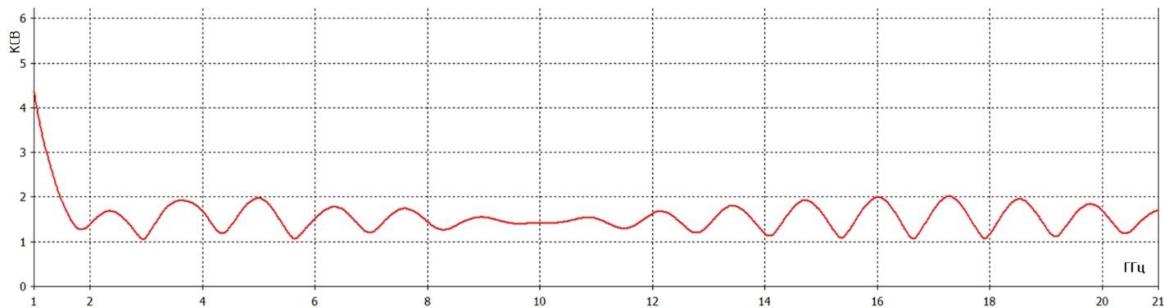


Рис. 3. Зависимость коэффициента стоячей волны от частоты

Коэффициент стоячей волны (КСВ) почти во всём исследуемом диапазоне в целом находится в пределах от 1 до 2, что подтверждает работоспособность разработанной модели антенны в широкой полосе частот.

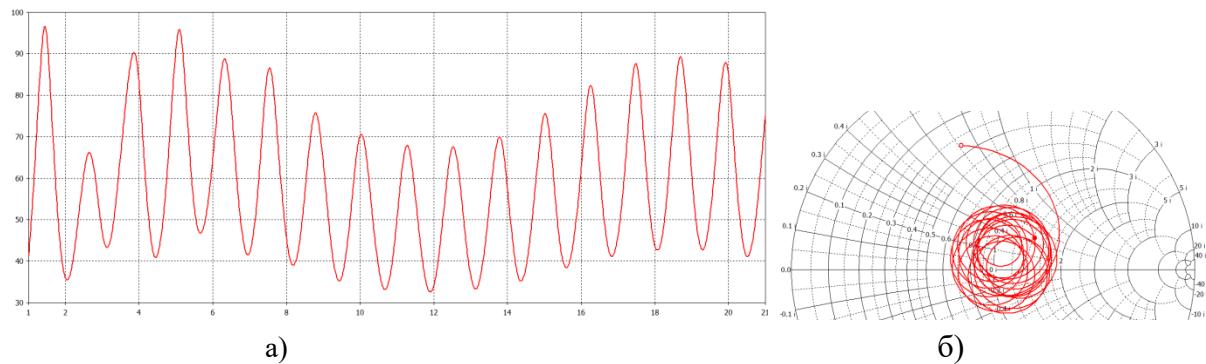


Рис.4. а) Импеданс антенны (комплексное сопротивление  $Z$ , Ом) в исследуемой полосе частот;  
б) диаграмма Вольперта-Смита

Импедансная характеристика и диаграмма Вольперта-Смита показали предварительный расчётный разброс входного сопротивления антенны от 30 до 95 Ом, что скажется на согласовании антенны с пятидесятиомным фидерным трактом. Данный разброс, как вариант, возможно компенсировать подключением согласующего трансформатора.

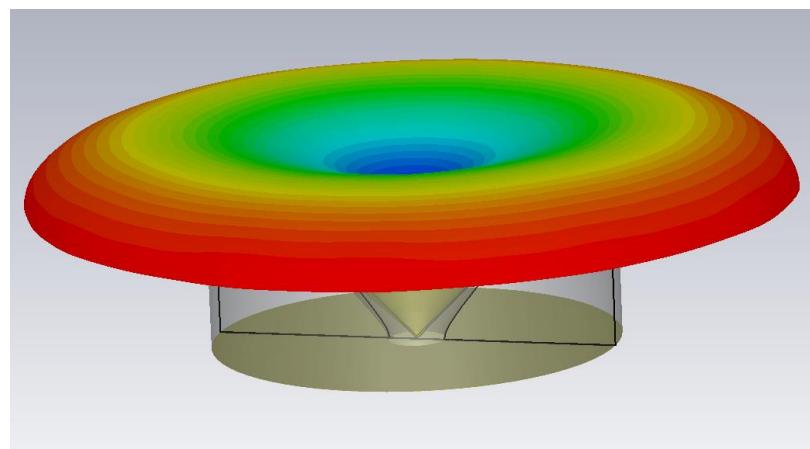


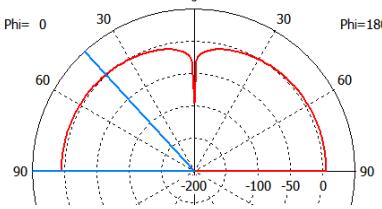
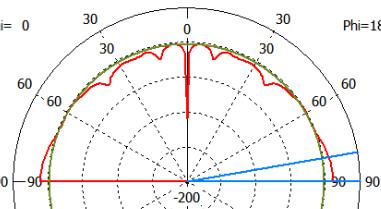
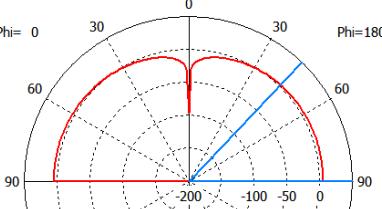
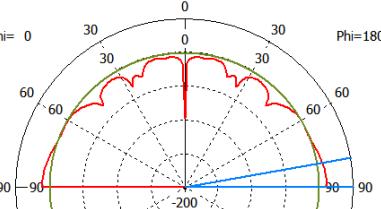
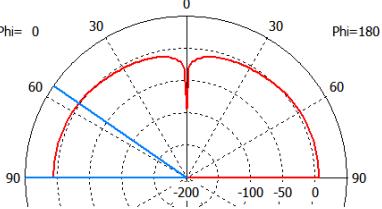
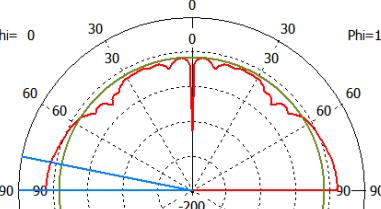
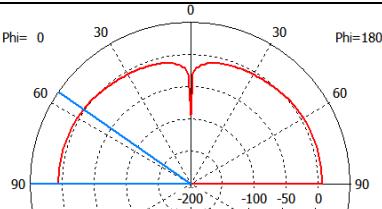
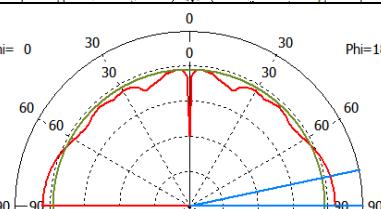
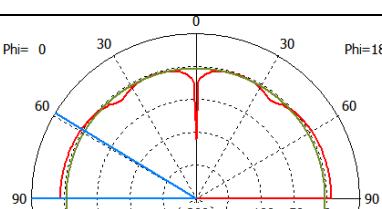
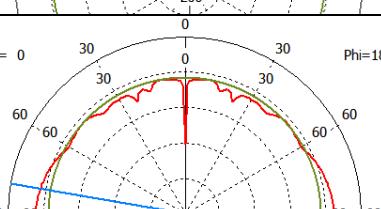
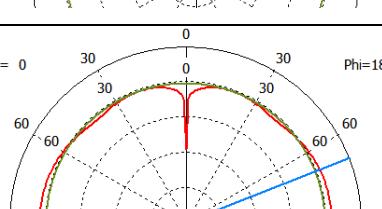
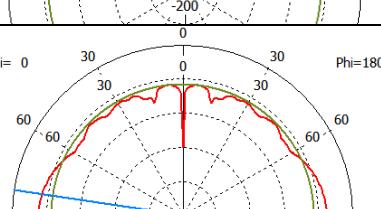
Рис. 5. Расчтный вид диаграммы направленности на рабочей частоте 5,6 ГГц

Использование подстилающей металлизированной подложки в сочетании с фазокорректирующей линзой позволили получить предварительную расчтную диаграмму направленности квазитороидальной формы усечённой в горизонтальной

плоскости (рисунок 5). Диаграммы направленности в угломестной плоскости для всех рассмотренных рабочих частот приведены в таблице 1.

Для оценки габаритно-массовых показателей на основе разработанной модели антенны с использованием технологии FDM был исполнен действующий макет, изображённый на рисунке 6. Масса антенного устройства составила 126,22 г.

Таблица 1. Диаграммы направленности по углу места

Частота, ГГц	Вид диаграммы направленности	Частота, ГГц	Вид диаграммы направленности
1		10	
1,5		11	
2		12	
2,5		13	
3		14	
4		16	

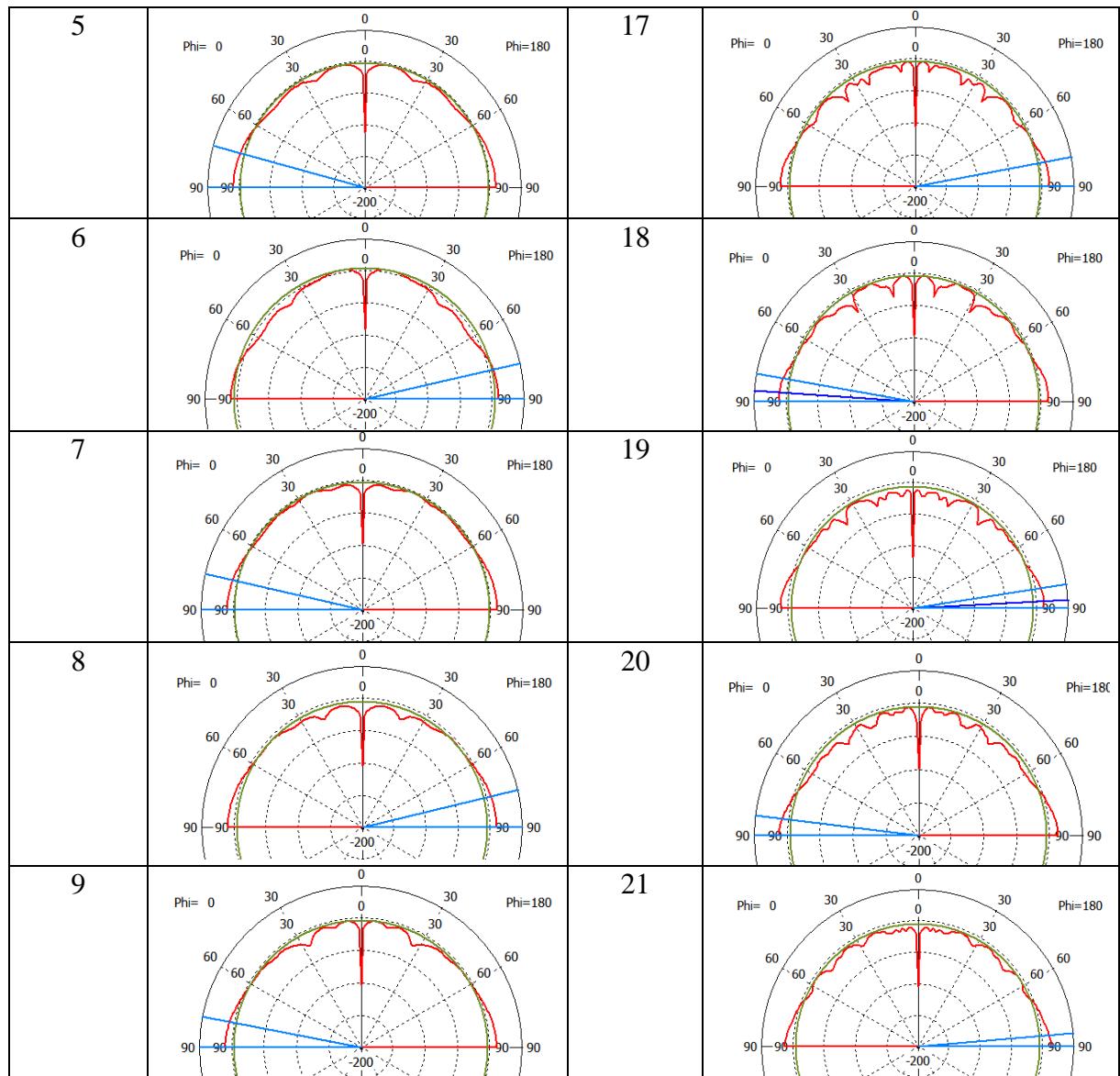


Рис. 6. Макет антенны

### 3. Выводы:

Полученные габаритно-массовые параметры предоставляют возможность разместить разработанную антенну на роботизированном устройстве среднего класса без ощутимого влияния на общие габариты и массу конструкции.

По расчётным значениям коэффициента усиления, импедансной характеристике, значениям коэффициента стоячей волны представленная модель антенны способна конкурировать со штыревыми антеннами, применяемыми в известных образцах роботизированной техники [2], хотя несколько проигрывает в массе (что естественно диктуется наличием линзы).

Полученная диаграмма направленности позволяет спрогнозировать возможность применения данной антенны в составе оборудования канала передачи данных роботизированных комплексов, так как реализуется режим полноазимутального излучения с относительно высоким уровнем.

#### **4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

По предварительной оценке результатов численного моделирования и габаритно-массовым показателям макета данную модель антенны возможно использовать на беспилотных роботизированных комплексах с целью повышения дальности радиоканала передачи данных. Перспективу работы с данным типом антенны авторы видят в уменьшении массы линзового устройства и улучшении условий согласования за счет внесения структурных изменений на поверхностях линзы.

#### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Алиев Д.С., Беляев М.П., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г., Мустафаев Т.М., Войтенко С.Р. Полноазимутальная антенна наземного пункта управления/ Перспективы развития комплексов с БПЛА, систем и средств технической эксплуатации [текст]: сб. ст. по материалам I Всероссийской НПК «Беспилотная авиация: состояние и перспективы развития» (5-6 марта 2019 г.). – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. – 256 с. – С. 118-123
2. Cobham Antenna Systems [Электронный ресурс]. – Электрон. дан. – © Cobham 2021. – Режим доступа: ANTENNAS & ACCESSORIES <https://www.european-antennas.co.uk/products/> – Дата обращения: 10.03.2021. – Загл. с экрана.

#### **REFERENCES**

1. Aliyev D. S., Belyaev M. P., Ivanov A.V., Pasternak Yu.G, Mustafaev T. M., Voitenko S. R. Full-azimuth antenna of a ground control point/ Prospects for the development of complexes with UAVs, systems and means of technical operation [text]: collection of articles based on the materials of the I All-Russian RPC "Unmanned Aviation: state and prospects of development" (March 5-6, 2019). - Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2019. - 256 p. - pp. 118-123
2. Cobham Antenna Systems – © Cobham 2021. – ANTENNAS & ACCESSORIES <https://www.european-antennas.co.uk/products/>

# ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ОПТИМАЛЬНОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ КВ РАДИОЛИНИЙ С УЧЕТОМ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ИОНОСФЕРЫ

Н. М. Жанг<sup>1</sup>, К. К. Фыонг<sup>1</sup>, Н. Д. Винь<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Технический университет имени Ле Куя Дона, Ханой, Вьетнам

<sup>2</sup>Иркутский национальный исследовательский технический университет (ИРНИТУ), Иркутск, Россия

**Аннотация.** В статье представлены метод и программа расчета оптимальной рабочей частоты для коротковолновых радиолиний с учетом неоднородностей ионосферы. Проведены экспериментальные проверки точности расчетов по программе на трех радиотрассах. Показано, что представленная программа расчета повысит точность расчетов оптимальной рабочей частоты.

**Ключевые слова:** Распространение радиоволн, оптимальная рабочая частота, ионосфера, неоднородность ионосферы.

## CALCULATION PROGRAM OF OPTIMUM WORKING FREQUENCY FOR HF RADIO LINKS TAKING INTO ACCOUNT INHOMOGENEITIES OF THE IONOSPHERE

N. M. Giang<sup>1</sup>, K.K. Phuong<sup>1</sup>, N. D. Vinh<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

<sup>2</sup>Irkutsk national research technical university, Irkutsk, Russia

**Abstract.** The article presents a method and developed program for calculating optimum working frequency for ionospheric radio links. The program based on method, taking into account the horizontal inhomogeneities of the ionosphere. Experimental validation of the accuracy of the program were carried out on three radio links. It is shown that the presented program increase the accuracy of calculations of optimum working frequency for HF radio links.

**Keywords:** radio propagation, optimum working frequency, ionosphere, inhomogeneity of the ionosphere.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время коротковолновые (КВ) радиолинии являются стратегическим направлением развития дальней радиосвязи в интересах авиации и флота. В отличие от спутниковой и УКВ радиосвязи, передача на большие расстояния по ионосферным радиотрассам не требует большой мощности передатчика. Расчет ионосферной радиотрассы заключается в нахождении максимально возможной частоты, при которой радиосигнал, отразившись от ионосферы, падает на землю на заданном расстоянии D от передающей позиции. Эта частота называется максимально применимой частотой (МПЧ). Так как ионосфера помимо регулярных изменений подвержена изменениям нерегулярным, и их невозможно отслеживать в реальном времени, рабочую частоту выбирают немного ниже МПЧ, чтобы обеспечить беспрерывное прохождение радиоволны через ионосферу до заданной точки. На основании экспериментальных данных установлено, что рабочая частота должна быть равна 0.85 от МПЧ [4]. Значение 0.85 МПЧ называют оптимальной рабочей частотой (ОРЧ).

В настоящее время существует ряд работ, посвящённых прогнозированию оптимальных рабочих частот КВ радиосвязи, например, метод, рекомендованный Международным союзом электросвязи (ITU) [9]. Преимущество этого метода - простота в реализации. Однако метод [9] не учитывает регулярные (прогнозируемые) изменения параметров ионосферы вдоль радиолиний, поэтому ошибка расчета по этому методу высокая. Известны также трудоемкие методы, например [1-2], основанные на численном интегрировании системы лучевых уравнений. Эти методы обеспечивают более высокую точность прогнозов характеристик распространения радиоволн, но не обеспечивают необходимое при проектировании систем КВ-радиосвязи быстродействие расчетов характеристик КВ.

Цель настоящей работы заключается в разработке метода и программы обеспечения для расчета ОРЧ с высокой точностью и быстродействием расчетов.

## 2. ПРОГРАММА РАСЧЕТА ОПТИМАЛЬНОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ КВ РАДИОЛИНИЙ

Блок-схемы программы расчета ОРЧ представлен ниже.

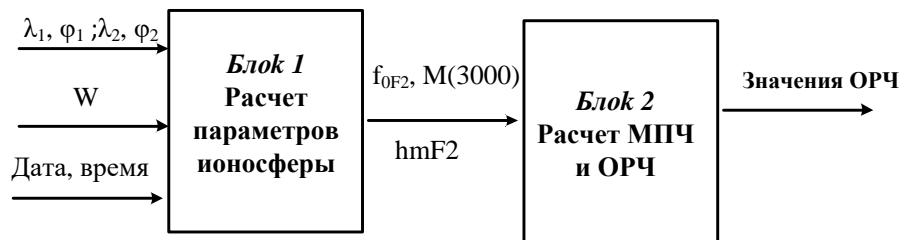


Рис. 1. Блок-схемы программы расчета ОРЧ

В качестве входных данных заданы следующие параметры: дата проведения расчета, среднее число Вольфа  $W$ , соответствующее заданной дате, географические координаты передатчика и приёмника.

По заданным входным данным, в блоке 1 определяются следующие параметры ионосферы: критические частоты слоя F2 ( $f_0F_2$ ) и коэффициент  $M(3000)F_2$  вблизи передатчика, приёмника и на середине радиолинии по методу [5]. Это метод основан на использовании табличных параметров вертикального зондирования ионосферы, измеренных в дни и часы проведения эксперимента. Далее определяется значение высот максимума слоя F2 в пунктах передачи и приёма по формуле:

$$h_m F_2 = \frac{1486}{\sqrt{M(3000)F_2^2 - 1}} - 176 \quad (1)$$

Выходные данные из блока 1 используются в качестве входных для блока 2. В блоке 2 рассчитываются значения МПЧ и ОРЧ для радиолинии. Методы расчет МПЧ и ОРЧ для мода 1F2 и 2F2 с учетом горизонтальной неоднородности ионосферы представлены на работе [3]. Согласно которой, в горизонтально-неоднородной ионосфере, отражающий слой F2 рассматривается как отражатель с определенным углом наклона. Тогда точка отражения радиоволны в ионосфере будет отклонена от средней точки линии передачи в сторону более высокой критической частоты. Учет

этого угла смещения позволит рассчитать влияние горизонтальной неоднородности на МПЧ и ОРЧ. Для расчета значение МПЧ и ОРЧ для радиоволн, отражающихся два раза от слоя F2 (обозначены МПЧ2F2 и ОРЧ2F2) используется метод равных МПЧ [3]. В отличии от традиционного метода расчета – метод равных скачков, метод равных МПЧ позволяет рассчитать МПЧ2F2 и ОРЧ2F2 с учетом случайных неоднородностей ионосферы. Случайные неоднородности ионосферы способствуют развитию многолучевости сигнала, когда в приёмный пункт приходят радиоволны с различными траекториями распространения. Поэтому можно предположить, что для некоторых из большого числа лучей, распространяющихся по траекториям в виде 2 скачков, обеспечивается прохождение на предельной для регулярной рефракции в ионосфере рабочей частоте, определяемой условием равенства расчетных МПЧ отдельных скачков.

Таким образом, условия для расчета МПЧ2F2 следующие:

$$MPC(D_1) = MPC(D_2) \quad (2)$$

$$D_1 + D_2 = D \quad (3)$$

На основе (2) и (3) нами разработаны алгоритм и программа расчета МПЧ2F2 и ОРЧ2F2 для КВ радиолинии. Внешний вид программы представлен на Рис. 3.

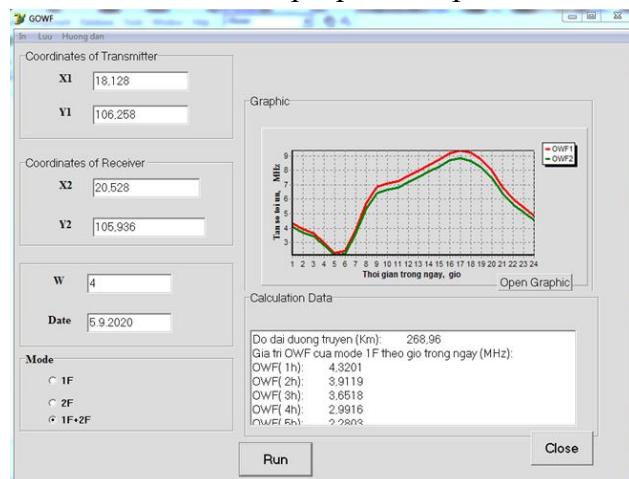


Рис. 2. Внешний вид разработанной программы

В программе предусмотрены два режима расчета:

- 1) Режим прогнозирования суточной вариации ОРЧ для односкачковых трасс;
- 2) Режим прогнозирования суточной вариации ОРЧ для двухскаковых трасс.

В качестве примера расчета ОРЧ, программное обеспечение было использовано для определения ОРЧ на радиотрассе от Кодонг до Киань (города во Вьетнаме), Длина этой трассы - 333 км, время расчета – 15 августа 2020 года. Для этого, вводятся следующие входные данные:

- Географические координаты передатчика (Киань, Хатинь, Вьетнам):  $18.128^{\circ}$  (широта),  $106.258^{\circ}$  (долгота)
- Географические координаты пункта приема (Кодонг, Шонтай):  $21.046^{\circ}$  (широта),  $105.506^{\circ}$  (долгота)
- Дата: 15 августа 2020 г.

- Коэффициент Вольфа W: 3
- Режим расчета: режим 1F2 + 2F2 (одновременно расчет оптимальной рабочей частоты для радиолиний, отражающихся один и два раза от ионосферы).

После запуска программы (нажатие на кнопку «Run») получаются результаты расчета в виде таблицы данных и графиков. На Рис. 4 представлен график суточной зависимости ОРЧ для трассы Кодонг – Киань.

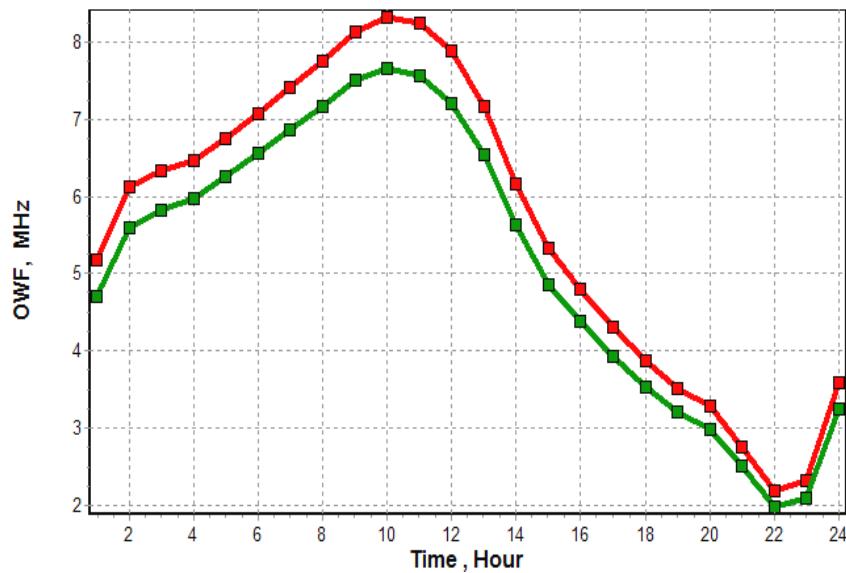


Рис. 3. Результаты расчета ОРЧ для трассы Кодонг – Киань ( Вьетнам):  
красная линия – мод 1F2, зеленая линия – мод 2F2

Результаты расчета ОРЧ для трассы Кодонг – Киань отображаются в Табл. 1.

Таблица 1. Расчетные значения ОРЧ для радиотрассы Кодонг – Киань

Мод 1F2 (МГц)		Мод 2F2 (МГц)	
ОРЧ (1 ч.)	5.17778	ОРЧ (1 ч.)	4.70019
ОРЧ (2 ч.)	6.13288	ОРЧ (2 ч.)	5.59600
ОРЧ (3 ч.)	6.33960	ОРЧ (3 ч.)	5.82385
ОРЧ (4 ч.)	6.46100	ОРЧ (4 ч.)	5.97550
ОРЧ (5 ч.)	6.74588	ОРЧ (5 ч.)	6.26044
ОРЧ (6 ч.)	7.06645	ОРЧ (6 ч.)	6.55471
ОРЧ (7 ч.)	7.40207	ОРЧ (7 ч.)	6.85425
ОРЧ (8 ч.)	7.74376	ОРЧ (8 ч.)	7.15456
ОРЧ (9 ч.)	8.12937	ОРЧ (9 ч.)	7.49183
ОРЧ (10 ч.)	8.31848	ОРЧ (10 ч.)	7.64596
ОРЧ (11 ч.)	8.23954	ОРЧ (11 ч.)	7.55404
ОРЧ (12 ч.)	7.87673	ОРЧ (12 ч.)	7.20584
ОРЧ (13 ч.)	6.16015	ОРЧ (13 ч.)	6.53600
ОРЧ (14 ч.)	5.32018	ОРЧ (14 ч.)	5.62574

ОРЧ (15 ч.)	5.12016	ОРЧ (15 ч.)	4.86377
ОРЧ (16 ч.)	4.79363	ОРЧ (16 ч.)	4.38343
ОРЧ (17 ч.)	4.29904	ОРЧ (17 ч.)	3.93055
ОРЧ (18 ч.)	3.86532	ОРЧ (18 ч.)	3.52920
ОРЧ (19 ч.)	3.51675	ОРЧ (19 ч.)	3.20707
ОРЧ (20 ч.)	3.27894	ОРЧ (20 ч.)	2.98784
ОРЧ (21 ч.)	2.74723	ОРЧ (21 ч.)	2.50133
ОРЧ (22 ч.)	2.17885	ОРЧ (22 ч.)	1.98133
ОРЧ (23 ч.)	2.31252	ОРЧ (23 ч.)	2.09860
ОРЧ (24 ч.)	3.58360	ОРЧ (24 ч.)	3.24708

Таким образом, получаются оптимальные рабочие частоты, соответствующие 24 часам в 05.08.2020. Из таблицы 1 можно определить частоту для каждого сеанса связи, например, в 16 часов выбирается рабочая частота 4.79363 МГц для режима однократного отражения от ионосфере. Для линии передачи с двойным отражением от ионосферы, выбирается рабочая частота 4.38343 МГц.

### 3. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ РАСЧЕТОВ ОРЧ

Для оценки точности расчетов ОРЧ по представленной программе, мы проводим расчет ОРЧ на трех радиотрассах: Хабаровск – Иркутск, Норильск – Иркутск и Магадан – Иркутск и сравним результаты расчета с экспериментальными данными на этих трассах. Результаты измерения МПЧ представлены в работе [6]. Значения ОРЧ получены путем умножения измеренные МПЧ на 0.85. Входные данные для расчета ОРЧ: географические координаты пунктов приема и передачи: Хабаровск ( $48,5^{\circ}$  ш.,  $135,1^{\circ}$  д.), Норильск ( $69,2^{\circ}$  ш.,  $88,26^{\circ}$  д.), Магадан ( $60^{\circ}$  ш.,  $151^{\circ}$  д.), Иркутск(  $52,5^{\circ}$ ,  $104^{\circ}$ ); дата проведения расчётов - 17.3.2015 г.; число Вольфа в день проведения расчета равно 62 по данным из [7].

Для оценки точности расчета значений ОРЧ, рассчитываются средние ошибки расчета относительно измеренных ОРЧ  $\delta_m$ . Значение  $\delta_m$  определяется по формуле:

$$\delta_m = \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n \left( \frac{OPC_{\exists i} - OPC_i}{OPC_{\exists i}} \right) \cdot 100\% \right) \quad (5)$$

Где  $OPC_{\exists i}$ ,  $OPC_i$  - соответственно значения оптимальной рабочей частоты по измерениям и по расчетам во времени “ $i$ ” часа дня. ( $i = 1, 2,..24$ ).

Проведены расчеты ОРЧ по представленном методу и по методам [8-9]. На табл. 2 и 3 показаны характеристики ошибки расчета ОРЧ мода 1F2 и 2F2 по различным методам.

Таблица 2. Ошибки расчета ОРЧ для односкачковых радиотрасс

Радиотрассы	Разработанный метод	Метод [8]	Метод ITU [9]
	$\delta_M$ (%)	$\delta_M$ (%)	$\delta_M$ (%)
Хабаровск – Иркутск	9.04	9.14	19.9
Норильск – Иркутск	13.79	13.98	18.03
Магадан – Иркутск	10.8	10.6	17.7

Таблица 3. Ошибки расчета ОРЧ для двухскакковых радиотрасс

Радиотрассы	Разработанный метод	Метод [8]	Метод ITU [9]
	$\delta_M$ (%)	$\delta_M$ (%)	$\delta_M$ (%)
Xabarovsk – Irkutsk	9.72	12.02	21.25
Norilsk – Irkutsk	10.01	10.45	13.96
Magadan – Irkutsk	13.7	16.61	19.5

Табл. 2 и 3 показывают что, с учетом неоднородностей ионосферы, представленный метод расчета имеет более высокую точность расчетов ОРЧ по сравнению с методами [8-9]. Средние ошибки расчета ОРЧ по представленной программе для мода 1F2 находится на пределах от 9 до 10.8 %, для мода 2F2 – от 9.72 до 13.7 %.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

- Разработаны метод и программа расчета ОРЧ для КВ радиолинией с учетом неоднородностей ионосферы.
- Проведены экспериментальные проверки программы расчета для трех радиотрасс. Показано, что ошибки расчета ОРЧ для модов 1F2 и 2F2 по разработанному методу меньше по сравнению с другими методами расчета. Ошибки расчета ОРЧ по представленной программе для мода 1F2 находится на пределах от 9 до 10.8 %, для мода 2F2 – от 9.72 до 13.7 %.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Куркин, В.И. Метод нормальных волн в проблеме коротковолновой радиосвязи/ В.И. Куркин В.И., И.И. Орлов, В.Н. Попов. – М.: Наука, 1981. – 124 с.
2. Хазельгров Дж. Лучевая теория и новый метод расчёта траектории // Лучевое приближение и вопросы распространения радиоволн – М. : Наука, 1980. – 304 с.
3. Агарышев А.И., Агарышев В.А. Прогнозирование характеристик дальнего распространения радиоволн в неоднородной ионосфере: монография. – Иркутск: Иркутский филиал МГТУ ГА, 2018. – 303 с.
4. А.А. Куликовский. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники. –М.: Энергия, 1977.- 505 с.
5. A simple HF propagation method for MUF and field strength: Document CCIR 6/288. – CCIR XVI-th Plenary Assembly. – Dubrovnik, 1986. – 34 p.

6. N.M. Polekh, N.A. Zolotukhina, E.B. Romanova, S.N. Ponomarchuk, V.I. Kurkin, A.V. Podlesnyi. Ionospheric Effects on Magnetospheric and Thermospheric Disturbances on March 17 – 19, 2015 // Geomagnetism and Aeronomy. — 2016. — V. 56, N 5. — Pp. 557–571.
7. <http://meteo-dv.ru/geospace/AverageMonthW>.
8. А.А. Васенина. Прогнозирование максимально-применимых частот КВ-радиолиний по данным вертикального зондирования ионосферы // Научный вестник НГТУ. – 2014. – № 4 – С. 79 – 88.
9. ITU-R methods of basic MUF, operational MUF and ray-path prediction, International Telecommunication Union, 2008, ITU-R, Recommendation P.1240-1.

#### REFERENCES

1. Kurkin V. I. Normal waves method in shortwave radio communication / V. I. Kurkin, I. I. Orlov, V. N. Popov. M. : Nauka, 1981. 124 p.
2. Hazelgrov DZ. Ray-path theory and a new method of calculating a trajectory // Ray approximation and issues of radio waves propagation. M. : Nauka, 1980. – 304 p.
3. Agarushev A.I., Agarushev V.A. Prediction of the long-range propagation characteristics of radio waves in the inhomogeneous ionosphere: monograph. – Irkutsk: Irkutsk branch of MSTU GA, 2018. – 303 p.
4. Davies, K. Ionospheric radio. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 1990. – 580 p.
5. A simple HF propagation method for MUF and field strength: Document CCIR 6/288. – CCIR XVI-th Plenary Assembly. – Dubrovnik, 1986. – 34 p.
6. N.M. Polekh, N.A. Zolotukhina, E.B. Romanova, S.N. Ponomarchuk, V.I. Kurkin, A.V. Podlesnyi. Ionospheric Effects on Magnetospheric and Thermospheric Disturbances on March 17 – 19, 2015 // Geomagnetism and Aeronomy. — 2016. — V. 56, N 5. — Pp. 557–571.
7. <http://meteo-dv.ru/geospace/AverageMonthW>.
8. 8. A.A. Vasenin. Prediction of the maximum applicable frequencies of HF radio lines according to vertical sounding of the ionosphere // Scientific Bulletin of NSTU. - 2014. - No. 4 - P. 79 - 88.
9. ITU-R methods of basic MUF, operational MUF and ray-path prediction, International Telecommunication Union, 2008, ITU-R, Recommendation P.1240-1.

## ПРОДОЛЬНЫЕ ВОЛНЫ В РАДИОСВЯЗИ

Б.М. Попов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

**Аннотация.** В технической литературе часто встречаются термины – «электромагнитные волны» и «электромагнитное излучение». Теоретики, вооружённые каноническими уравнениями Максвелла, «видят» в них одно и то же. Но так ли это за пределами данной теории? Ведь электромагнитные волны и электромагнитное излучение имеют существенные различия в физическом происхождении. Электромагнитные волны порождаются в результате простых колебаний масс заряженных частиц (например, электронов в проводнике), а электромагнитное излучение – имеет внутриатомное происхождение, оно результат сложных внутриатомных процессов.

**Ключевые слова:** продольные волны, солитоны, теории радиосвязи, торообразность радиоволн.

## LONGITUDINAL WAVES IN RADIO COMMUNICATION

B. M. Popov<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Concern "Constellation", Voronezh, Russia

**Abstract.** In the technical literature, the terms "electromagnetic waves" and "electromagnetic radiation" are often found. Theorists armed with Maxwell's canonical equations "see" the same thing in them. Nevertheless, is this so beyond the limits of this theory? After all, electromagnetic waves and electromagnetic radiation have significant differences in their physical origin. Electromagnetic waves are generated because of simple vibrations of the masses of charged particles (for example, electrons in a conductor), and electromagnetic radiation is of intra-atomic origin, it is the result of complex intra-atomic processes.

**Keywords:** longitudinal waves, solitons, radio communication theories, the old-fashioned nature of radio waves.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Для специалистов в области радиосвязи понятия волн и излучения тождественны. Им важно только то, что по мере увеличения «жёсткости» излучения, всё в большей мере проявляется его квантовый характер и всё меньше его волновые свойства. При этом остаётся загадкой отсутствие продольной составляющей у электромагнитных колебаний.

Видные отечественные и зарубежные учёные, исходя из не менее убедительных, чем канонические уравнения Максвелла научных предпосылок, теоретически доказали необходимость и неизбежность реальности продольных электромагнитных волн [1, 3]. Однако, существование, предсказанных продольных волн, пока экспериментально не подтверждено и поэтому в прикладной сфере игнорируется. Но в последнее время экспериментальная работа в этой области активизировалась. Получены интересные результаты.

В качестве основной предпосылки к формированию содержания доклада сделано в форме гипотезы предположение, что в природе любое колебание имеет (как минимум) и продольную, и поперечную составляющую одновременно.

## 2. УРАВНЕНИЕ КОРТВЕГА-ДЕ-ФРИЗА И СОЛИТОНЫ

Подтверждение нашей гипотезы начнём с экскурса в область нелинейных колебаний. Ещё в прошлом веке была доказана принципиальная возможность и теоретическая необходимость существования такого феномена, как солитонные волны.

Как показано в [2, 3], основу исследований в этом направлении стимулировали работы Э. Ферми (с Д. Пастой, С. Уламом) по проверке гипотезы Дебая о нелинейности колебаний в кристаллической решётке. Результаты их работ показали, что распространение колебаний небольшой амплитуды на кубической решётке описываются уравнением Кортвега-де-Фриза.

Если рассматривать решение как развитие процесса по времени, то функция (представляющая решение) сначала становится немонотонной, а затем распадается на систему уединенных волн, каждая из которых распространяется с постоянной скоростью, сохраняя свою форму. Такие локализованные волны, сохраняющие свою структуру, получили название солитонов. Каждый из солитонов представляет собой волну, бегущую со своей скоростью, причем, чем выше и уже солитон, тем быстрее он движется. Несмотря на то, что уравнение К<sub>дФ</sub> нелинейно, солитоны «проходят» друг через друга, не меняя ни формы, ни скорости, ни амплитуды. Если представить, что солитоны могут иметь и электромагнитную природу, то возникают вопросы и о постоянстве скорости света, и о том, представляется ли свет (излучение) электромагнитными волнами.

Никто ведь не измерял скорость распространения электрического тока в проводнике. Считается, что она совпадает со скоростью света. Но это не факт. В 70-80 гг. прошлого века, при прогнозировании появления субмикронных интегральных схем (СИС), говорилось, что возникнут сложнейшие проблемы. Если размер транзисторного перехода в кристалле меньше микрона, то задержки в соединительных проводах (причина – величина скорости света) становятся более существенными, чем время переключения транзистора. Стали предлагаться сложнейшие алгоритмы синхрофазировки, вводился в обиход термин «эквихронная зона». Факт, такие СИС давно созданы, а термина «эквихронная зона» – нет.

Возможно, что в проводниках мы имеем дело с другой «группой уединенных волн», солитонами, распространяющимися в проводнике со скоростью много больше т.н. «скорости света». Здесь, на малых расстояниях (внутри кристаллической решётки), эта «группа» проявляет себя ярче других.

Отметим: в широко известных канонизированных моделях (уравнениях) физических процессов (не только в уравнениях Максвелла) отсутствуют производные выше второй, и, следовательно, реальная нелинейная динамика в них не учитывается. Уравнение же К<sub>дФ</sub> содержит третью производную. Что значительно меняет потенциал эффективности.

## 3. ТОРООБАЗНО-СОЛИТОННАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА РАДИОВОЛН

В работе Максвелла «Динамическая теория электромагнитного поля» 20 общих уравнений электромагнитного поля увязывают 20 переменных. А именно:

три уравнения полных токов,

(A)

- |   |     |
|---|-----|
| три уравнения магнитной силы,               | (B) |
| три уравнения электрических токов,          | (C) |
| три уравнения электродвижущей силы,         | (D) |
| три уравнения электрической упругости,      | (E) |
| три уравнения электрического сопротивления, | (F) |
| одно уравнение свободного электричества,    | (G) |
| одно уравнение непрерывности.               | (H) |

Анализ этих уравнений показывает, что приписывать Максвеллу представление о существовании у электромагнитных колебаний исключительно поперечной составляющей, – неправомерно!

Известные нам по учебникам «четыре великих уравнения с семью неизвестными» – это, фактически, уравнения не Максвелла, а Герца, Хэвисайда и Лоренца. Именно из них, а не из исходных уравнений самого Максвелла, следует отсутствие продольной составляющей у электромагнитных колебаний. Есть, якобы, только поперечная составляющая. В чём дело? Возможно, Герц, найдя средство отбора энергии только у одной поперечной составляющей электромагнитных колебаний ("вибратор Герца"), только эту поперечную составляющую счёл нужным отразить в своих уравнениях? Остальное «оставил за скобками». По-своему – гениальное решение.

Далее, напоминание: что такое «вибратор Герца»? Индуктивностью и ёмкостью обладает даже кусок прямого провода. Замечательной особенностью такого контура с распределёнными параметрами является то, что резонансные ему волны вдвое длиннее стержня, его и называют «полуволновой вибратор». Вибратор взаимодействует с резонансной волной, переизлучая (отражая) её. К другим волнам он почти безразличен.

У стержня разрезанного пополам есть «имя собственное» – «вибратор Герца». Он обладает ещё более замечательными свойствами. Когда сопротивление разреза велико, перед нами, по сути, два отдельных вибратора, вдвое большей резонансной частоты. Если же включить в разрез согласованную нагрузку, то вибратор превратиться в настоящую антенну (поглощает без переизлучения). Иначе говоря:

- R = 0, отражает;
- R = «согласованная нагрузка», поглощает;
- R =  $\infty$ , не замечает.

«Согласованная нагрузка» составляет некий крат от волнового сопротивления эфира, которое равно 377 Ом. К сведению теоретиков, волновое сопротивление эфира столь же реально, как и сопротивление резистора. Наличие ригидности (сопротивления) обеспечивает существование колебательного процесса, одной только активности здесь недостаточно. Синтез какого-либо процесса возможен, если есть фактор, который итожит процесс становления. В дальнейших рассуждениях о продольной составляющей электромагнитных колебаний, воспользуемся механической аналогией, а именно – волнами на поверхности глубокой воды, – так как мы, не обладая непосредственным восприятием электромагнитных колебаний, не имеем и их зрительных образов. Метод аналогий, конечно, несовершенен, но и другие методы не лучше, а если и лучше, то только при прочих равных условиях, которые обычно неравны. Максвелл при изложении своей

теории электромагнетизма, активно использовал в качестве иллюстраций механические образы и аналогии.

Волновые процессы в среде связаны не с потоком, перемещающим вещество, а с передачей импульса по цепочке от одних частиц, совершающих короткие регулярные движения, к другим (не пролетает же воздух, исходящий из свистка, тысячи метров). Наблюдая волны на поверхности воды, мы впадаем в иллюзию, что вода непрерывно движется. Но ещё в 19-м веке братья Вебер показали, что частички воды в волне двигаются не вверх-вниз, как считал Ньютона, а по окружностям (эллипсам), тем самым одновременно создаётся иллюзия движения водных массивов. Это подробно описано и обрисовано в книге по экспериментальной физике Р.В. Поля [4]. Так на Рис. 1 из учебника Р.В. Поля показана связь линий тока и круговых путей в бегущих водяных волнах. Горизонтальный ряд точек показывает частички поверхности воды в состоянии покоя, дуги окружностей — пути, пробегаемые ими по направлению часовой стрелки. Соединив маленькие острия стрелок, мы получаем профиль распространяющейся вправо волны в конце следующего промежутка времени. Круговые траектории вычерчены для каждой второй стрелки.

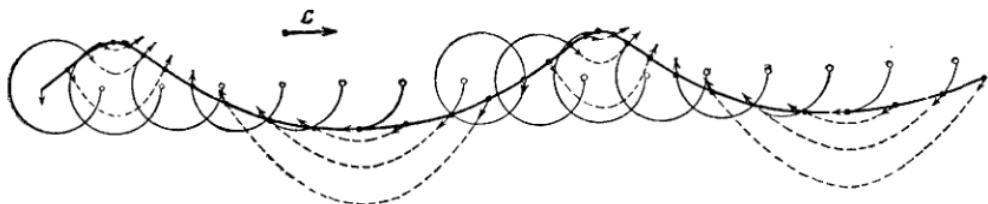


Рис. 1. Связь линий тока и круговых путей в бегущих водяных волнах

Конечно, следует понимать, если волны идут от брошенного в воду камня, то тут процесс колебаний будут представлять не плоские фигуры (эллипсы и окружности), а торы — трёхмерные динамические структуры.

Известна установка математика-бурбакиста Лежена Дирихле: «Одолевать проблему при минимуме слепых вычислений и максимуме наглядных идей». Следуя этому совету, не станем прибегать к помощи формул, а обратимся к рис. 2.

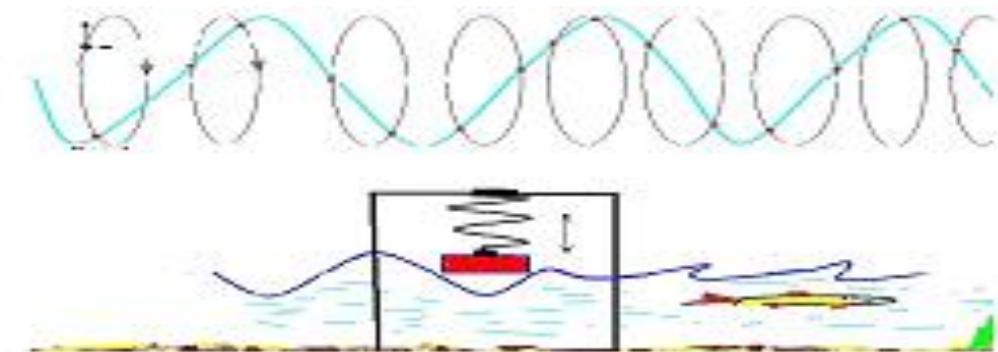


Рис. 2. Механический вибратор Герца

В верхней части рис. 2 схематично показано, как при движении частиц воды по замкнутым эллиптическим траекториям, нам являются волны с иллюзией их движения (линия небесного цвета). Это как-то «бьёт» с представлениями о спине элементарных

частиц. Получается, что при анализе волн на воде, передачу импульса следует связывать не с количеством движения, а с угловым моментом частиц воды.

Уже, на первом эллипсе, видно, что у колебаний частиц воды (непрерывное движение по эллиптической орбите, занимающей одно и то же место в пространстве) есть поперечная и продольная составляющие.

В нижней части рис. 2 показано механическое устройство для отбора (экстракции) энергии у поперечной составляющей волны (механический вибратор Герца, приёмная антенна). Понятно, что наиболее эффективно энергия будет отбираться, если ширина днища поплавка будет составлять полволны, а «согласованная нагрузка» – упругость пружина вверху рамы, будет составлять где-то четверть от архимедовой силы (волнового сопротивление воды).

Механическую энергию поперечного возвратно-поступательного движения легко превратить в другие виды энергии. Но как могло бы выглядеть устройство для отъёма энергии у продольной составляющей волны? Видимо, для начала нужно придумать – как разделить эти составляющие. Очевидно, если осуществить отбор энергии у поперечной составляющей колебания, то энергия его продольной составляющей сохранится. Характер возникшего после этой операции явления, подскажет: чем можно воспользоваться для управляемого отбора мощности у продольной составляющей колебания.

Возвратимся к нашим солитонам. Практически очевидно, что колебания, лишившись поперечной составляющей, экстрагируются в волны солитонного типа, своего рода цунами. Это, в принципе, наблюдается, например:

если (рис. 2) источник колебаний расположить слева от нашего поплавка-вибратора, то в области справа от него, где энергия продольной колебания составляющей уже поглощена поплавком-вибратором, – отмечаются быстро бегущие водные накаты, как цунами (над рыбкой),

вблизи больших антенных полей приёмных радиоцентров, наблюдаются эффекты, аномальные с позиций теории радиосвязи.

Наши иллюстрации волнового процесса на поверхности глубокой воды демонстрируют его развитие на фоне двухмерной поверхности, плоскости, с выходом за пределы двухмерного пространства, а электромагнитные волны – волны пространственные, для их описания необходим выход за пределы трёхмерного пространства. Далее, на рис. 3, представлена картина электромагнитного поля, продуцируемого диполем – вибратором Герца.

Рисунки выполнены самим Герцем. Они взяты из его статьи «Силы электрических колебаний с точки зрения теории Максвелла». Видим, электромагнитным волнам, присущ солитонный аспект.

При работе вибратора от него периодически отделяются дискретные замкнутые торOIDальные вихри, показанные сплошными силовыми линиями.

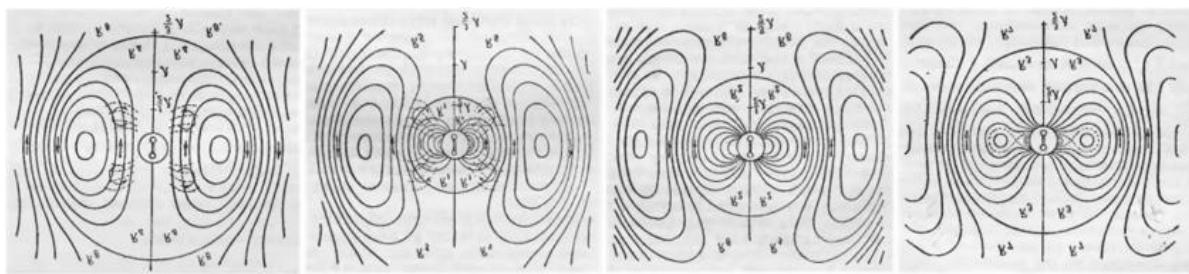


Рис. 3. Картина электромагнитного поля, создаваемого вибратором Герца

Каждый вихрь представляет один полупериод колебаний. Что наглядно видно из рисунков, на которых представлены четыре момента времени. Эти вихри – это те же солитоны. Вихрь (топ) – это стабильный объект, в торе все частички среды покоятся относительно друг друга, и движение среды в торовых объектах происходит без затрат, чисто инерционно.

Первый рисунок представляет начало нового колебания. Электрический ток в вибраторе проходит через положение равновесия, достигая наибольшей скорости. На втором рисунке показано, что нарождающийся новый вихрь раздувается и расталкивает в стороны предыдущий вихрь. На третьем рисунке представлен момент максимального тока, когда все силовые линии еще замкнуты на разрядный промежуток вибратора. На четвертом рисунке мы видим заключительную фазу формирования нового вихря при уменьшении тока до нуля. Силовые линии замыкаются между собой, вихрь принимает форму замкнутого тороида. Уже имея начальную скорость в средней плоскости, он начинает расходиться от вибратора сразу вслед за предыдущим вихрем. Отделившись от вибратора полые тороидальные «радиовихри Герца» расширяются со световой скоростью как вихревые возмущения в сплошной среде. На практике размеры цепи выбирают такими, чтобы время распространения изменений электромагнитного поля в ней было бы сравнимо с периодом колебаний тока. Излучение будет максимальным, если внутри излучающей системы энергия будет значительно меньше, чем вне нее.

Выше было отмечено, что электромагнитные волны – волны пространственные, для их описания необходим выход за пределы трёхмерного пространства. Хотя сфера существует в трехмерном пространстве, ее поверхность двухмерна. Подобным образом, гиперсфера, обладающая трехмерной поверхностью, изгибается в четвертое измерение. Гиперкуб – это четырехмерный аналог обыкновенного куба; как трехмерный куб можно построить путем складывания шести квадратов, так и четырехмерный куб можно построить путем вкладывания друг в друга восьми кубов. Гиперсфера – это сфера, имеющая более трех измерений, обладающая той же пространственной формулой, что и тор, – которая также является формулой водоворота. Торообразность, присущая гиперсфере, и широко распространенная также в природе, например, в электромагнитных полях и дымовых кольцах. Однако имеющимися в теоретической физике функциями нельзя описать поведение торовидных электромагнитных процессов, так как такой функции математики еще не придумали. Генрих Герц именно по этой причине

использовал рисунки, а не формулы для своего величайшего изобретения – вибратора Герца.

Конечно, и Максвелл, и Герц оперировали представлениями об эфире как среде распространения электромагнитных волн. В настоящее время отмечен интерес к данным представлениям. Проводятся эксперименты, выявляющие структуру этой среды. Например, А. Пирязев осуществил визуализацию структуры эфира [5], используя микроскоп и магнитную жидкость. Фотография из материалов эксперимента Пирязева приведена на рис. 4. Слева – сотовая структура магнитного поля, визуализированная посредством магнитной жидкости (увеличение в 20 и 80 раз). Справа – электромагнитное поле, – возбуждённые соты-спиралеконусиды.

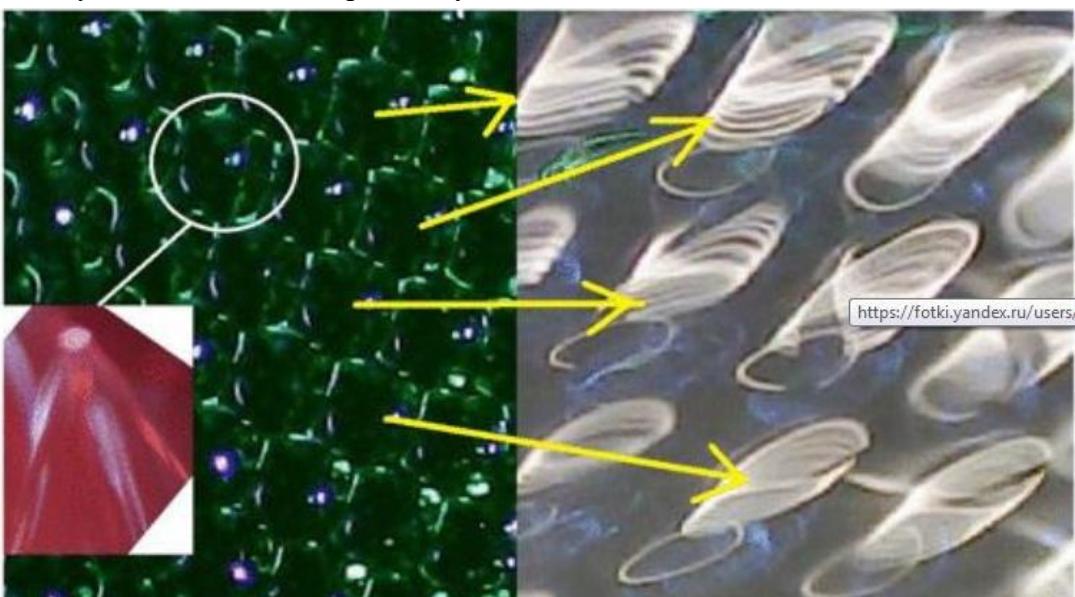


Рис. 4. Визуализация структуры электромагнитного поля

И, наконец, гипотеза предлагающая решение старого спора о волновой или корпускулярной природе света. Известно такое явление – сонолюминесценция – излучение света под воздействием на вещество (жидкость) жёсткого ультразвука. Явление наводит на мысль, что свет – это не электромагнитные колебания (колебания эфира), но он результат излучения (эмиссии) неких частиц из среды распространения под воздействием на среду жёстких колебаний (волна порождает частицы). Как бы та пыль, поднимаемая автомобилем (волной) на просёлочной дороге. Именно эти частицы воспринимаются зрительным аппаратом человека (и не только человека). Интерферируют колебания, а на вещественном экране среды распространения результаты интерференции просто визуализируются частицами света эманированными колебаниями. Они, частицы света, в отличие от звуковых колебаний, в более плотных средах распространяются медленнее, как и всякая частица.

Надёжно экспериментально установлено, что свет разделяется на цветовые составляющие не при входе в призму, а только при выходе из неё. Так как принято считать, что скорость света всех цветов в воздухе практически одинакова, то это разделение невозможно объяснить ни на основе волновой, ни на основе корпускулярной-волновой теории света.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представленном докладе показано, что все виды электромагнитных колебаний имеют как поперечную, так и продольную составляющую, ведь диполи Герца продуцируют в эфире торовидные динамические структуры, по сути – солитоны. Такие представления о структуре электромагнитных колебаний можно обнаружить не только в трудах Германа Герца, но и самого Д.К. Максвелла. Изгнание эфира, замена экспериментальных исследований на теоретические спекуляции, способствовали забвению данных представлений. Что остановило развитие электродинамики, после работ Герца, каких-либо существенных достижений и результатов, пригодных к практическому применению этой области науки до последнего времени не наблюдалось. Сегодня, трудами А. Пиряева и многих других исследователей доказано, что все взаимодействия в природе осуществляются посредством структуры той самой среды – эфира, – которую официальная наука предпочитает не замечать.

Возврат к исследованиям классическими методами в области электродинамики позволит повысить устойчивость функционирования комплексов радиосвязи в условиях повышенного уровня априорной неопределенности. Отсутствие подходящего математического аппарата – не проблема. Его вполне может заменить современный инженерный системотехнический подход [6].

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Хворостенко Н.П., Продольные электромагнитные волны // Изв. вузов. Физика. – 1992. – Т. 35, № 3. – С. 24-29.
2. Ахромеева Т.С., Курдюмов С.П., Малинецкий Г.Г. Парадоксы мира нестационарных структур / Компьютеры и нелинейные явления. – М.: Наука, 1988, – 103 с.
3. Юэн Г., Лэйк Б. Нелинейная динамика гравитационных волн на глубокой воде. – М.: Мир, 1987, – 154 с.
4. Поль Р.В. Механика, акустика и учение о теплоте. М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1957, – 484 с.
5. Пиряев И.А. Спиралеобразное движение эфира как модель электрического тока. Материалы конференции «Анализ систем на рубеже тысячелетий: теория и практика». М.: – 1999. – с.160-162.
6. Попов Б.М., Учение о системах и структурах организаций. – Воронеж: Концерн «Созвездие», 2009, – 50 с.

#### REFERENCES

1. Hvorostenko N. P., Longitudinal electromagnetic waves // Izv. vuzov. Physics. - 1992. - Vol. 35, No. 3. - pp. 24-29.
2. Akhromeeva T. S., Kurdyumov S. P., Malinetsky G. G. Paradoxes of the world of non-stationary structures / Computers and nonlinear phenomena. - Moscow: Nauka, 1988, - 103 p.
3. Yuen G., Lake B. Nonlinear dynamics of gravitational waves in deep water. - Moscow: Mir, 1987, – 154 p.
4. Paul R. V. Mechanics, acoustics and the doctrine of heat. Moscow: State Publishing House of Technical and Theoretical Literature, 1957, – 484 p.
5. Piryazev I. A. Spiral motion of the ether as a model of an electric current. Conference "Analysis of systems at the turn of the millennium: theory and practice-1999". M. 1999. pp. 160-162.
6. Popov B.M. The doctrine of the systems and structures of organizations. JSC "Concern" CONSTITUTION ". – Voronezh, 2009. – 50 p.

## РАСПРОСТРАНЕНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕСУЩЕЙ, ОПИСЫВАЕМОЙ ТЕНТ-ОТОБРАЖЕНИЕМ, В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ

Г. М. Стрелков, В. В. Лепехин

ФИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, Фрязино, Россия

**Аннотация.** Изложены начальные результаты теоретического анализа характера и особенностей процесса распространения терагерцевого прямоугольного радиоимпульса с хаотической несущей при распространении по приземной и удаленной от поверхности трассам. Хаотичность несущей моделируется тент-отображением, а ее центральное значение совпадает с резонансной частотой атмосферного водяного пара 380,1 ГГц. Показано, что с удалением от излучателя напряженность поля импульса в пределах его начальной длительности трансформируется к виду шумоподобной временной зависимости с показателем Херста, по величине близким к 0,8.

Рассмотрена возможность и оценены погрешности приближения гистограмм высоты огибающей импульса на приемном конце трассы для временных отрезков, равных его начальной длительности, на основе отраженного нормального распределения и распределения Вейбулла-Гнеденко. При этом поле в «хвосте» импульса остается регулярным, поскольку является следствием остаточного излучения среды распространения, возбуждаемой проходящим через нее.

**Ключевые слова:** радиоимпульс, терагерцевый диапазон, дисперсионные искажения, атмосфера.

## PROPAGATION OF RECTANGULAR RADIO WAVE PULSE WITH A CARRIER FREQUENCY DESCRIBED BY THE TENT MAP IN A RESONANCE-ABSORBING GAS MEDIUM

G. M. Strelkov, V. V. Lepekhin

Kotelnikov Institute of Radioelectronics and Electronics of the Russian Academy of Sciences, Fryazino, Russia

**Abstract.** The initial results of a theoretical analysis of the nature and features of the propagation process of a terahertz rectangular radio pulse with a chaotic carrier during propagation along the surface and remote paths are presented. The randomness of the carrier is modeled by the tent-mapping, and its central value coincides with the resonant frequency of atmospheric water vapor, 380,1 GHz. It is shown that, with distance from the emitter, the pulse field strength within its initial duration is transformed into a noise-like time dependence with the Hurst exponent being close to 0,8.

The possibility is shown and the errors of approximation of the histograms of the pulse envelope height at the receiving end of the path for time intervals equal to its initial duration, based on the reflected normal distribution and the Weibull-Gnedenko distribution, are estimated. In this case, the field in the "tail" of the pulse remains regular, since it is a consequence of the residual radiation of the propagation medium, excited by a pulse passing through it.

**Keywords:** radio pulse, terahertz range, envelope's distortion, earth atmosphere.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Терагерцевый частотный диапазон перспективен для создания высокоскоростных систем связи и локации, поскольку обеспечивает возможности получения широких полос пропускания радиосистемы в десятки гигагерц (см., напр., [2], [3]). Дополнительные возможности по уширению спектра импульсных радиосигналов возникают при работе с сигналами, характеристики (амплитуда, фаза, частота) которых изменяются случайным образом (хаотически) (см., напр., [4]). Такие сигналы обладают широкими спектрами, позволяют, в том числе, увеличивать скрытность и помехозащищенность работы системы и обладают рядом других преимуществ по сравнению с регулярными сверхшироколосными сигналами. В зависимости от частотного диапазона, которому принадлежит спектр сигнала, значительное влияние на его распространение могут оказывать природные среды. Для сигналов терагерцевого диапазона (частоты 100...1000 ГГц) такой средой является земная атмосфера. Частотные зависимости коэффициента поглощения и показателя преломления атмосферы в терагерцевом диапазоне формируются многочисленными резонансными линиями ее малых газовых составляющих, основная роль среди которых принадлежит водяному пару [5]. Соответственно, в статистической радиофизике и статистической радиотехнике возникает новый круг задач, связанный с необходимостью описания процесса атмосферного распространения и создания методик обработки принимаемых сигналов не только с изначально хаотическими характеристиками, но и дополнительно деформированных средой в процессе распространения. В [6] кратко изложены результаты теоретического анализа деформации прямоугольного импульса с хаотической несущей, спектр которого принадлежит атмосферному окну прозрачности, ограниченному частотами 326,4 и 380,1 ГГц. Хаотичность несущей моделируется на основе отображения Чебышева первого рода третьего порядка. Влияние среды распространения проявляется как нарастающая хаотизация огибающей принимаемого сигнала с увеличением длины трассы. Аналогичным образом задачу можно рассмотреть с привлечением альтернативных отображений, обсуждаемых в литературе (см., напр., [4, 7]).

Специфические условия процесса распространения могут возникать также в случаях, когда в пределах частотного спектра хаотического импульса находится единственная и достаточно сильная резонансная линия какого-либо атмосферного компонента. Описание соответствующей задачи о распространении радиоимпульса в газовой среде получим, если в более общем выражении для напряженности поля для случая газовой среды с двумя резонансами (см. [6]) положить равной нулю оптическую глубину одной из спектральных линий, образующих парный резонанс. Цель настоящего доклада – описать процесс атмосферного распространения сверхкороткого радиоимпульса терагерцевого диапазона с хаотической несущей при условии, что частотный интервал, занимаемый его спектром, содержит спектральную линию водяного пара с резонансной частотой 380,1 ГГц и изменение несущей во времени, в отличие от [6], описывается тент-отображением [4, 7].

## 2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ И РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Полагаем, что: а) несущая частота  $v(t)$  в пределах длительности излучаемого импульса  $t_u$  претерпевает  $N$  скачков в моменты времени  $t_k = k t_u / N$  ( $k = 1; 2; 3; \dots; N$ ), оставаясь неизменной в пределах временных промежутков между скачками, равных  $t_u / N$ ; б) в пределах временного интервала с номером  $k$  величина  $v(t)$  постоянна и определяется выражением:

$$v(t) = f' + \Delta f_x(t) = f' + \Delta f(Y_k - 0.5), \quad t_{k-1} < t \leq t_k, \quad (1)$$

где  $f'$  - центральное значение величины  $v$  («несущая»);  $\Delta f$  - интервал ее вариаций («девиация») и величина  $Y_k$  определяется через тент-отображение [1]:

$$Y_k = \begin{cases} Y_{k-1}/\alpha, & 0 \leq Y_{k-1} \leq \alpha \\ (1 - Y_{k-1})/(1 - \alpha), & \alpha < Y_{k-1} \leq 1 \end{cases} \quad (2)$$

Конкретный вид последовательностей величин  $Y_k$  определяется начальным условием  $Y_0$ , причем  $0 \leq Y_0 \leq 1$  и  $0 < \alpha < 1$ .

В соответствии с (1) хаотическая составляющая мгновенной фазы импульса описывается выражением:

$$\Phi_x(t) = 2\pi \int_0^t \Delta f_x(t) dt = \pi \Delta f t_u \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{k-1} Y_l + \pi \Delta f Y_k \times (t - t_{k-1}), \quad (t_{k-1} < t \leq t_k), \quad (3)$$

где все величины определены выше.

Пример временного хода несущей  $f_x$  излучаемого импульса приведен на рисунке 1. Здесь же представлен соответствующий временной ход хаотической составляющей мгновенной фазы и амплитудный спектр импульса. Величины параметров указаны в подписи, а приведенные кривые имеют среднеквадратические ширины 5,68 ГГц (рисунок 1а), 1,07 рад (рисунок 1б) и 6,42 ГГц (рисунок 1в) при средних значениях 379,86 ГГц (рисунок 1а) и -1,82 рад (рисунок 1б). Отметим, что среднеквадратическая ширина величины  $f_x$  мала по сравнению с ее средним значением, а среднеквадратическая ширина спектра превышает возможные значения ширин спектральных линий атмосферных газов уже на уровне земной поверхности.

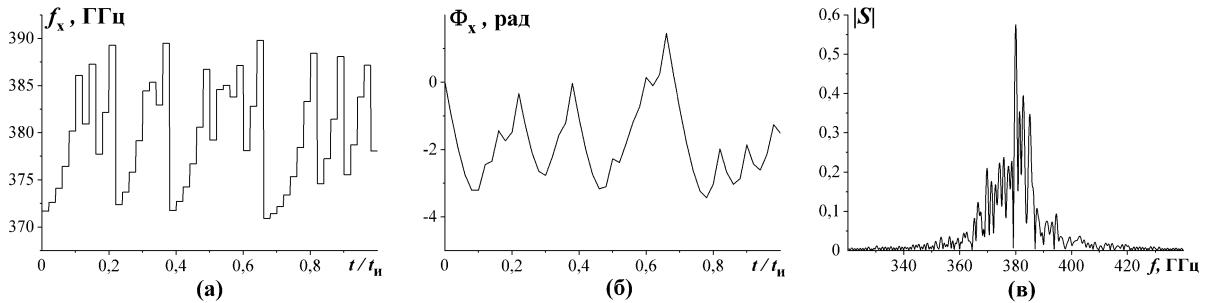


Рис.1. Хаотическая мгновенная частота, составляющая мгновенной фазы (б) и амплитудный спектр (в) прямоугольного радиоимпульса при  $t_u = 1$  нс;  $f' = 380,1$  ГГц;  $\Delta f = 20$  ГГц;  $N = 50$ ;  $\alpha = 0,63$ ;  $Y_0 = 0,05$ .

В соответствии с (3) комплексная напряженность поля излучаемого импульса с хаотической несущей имеет вид:

$$\tilde{A}(0;t)=\begin{cases} A_0 \exp(i\omega't+i\Phi_x(t)), & 0 \leq t \leq t_i; \\ 0, & t_i > 1, \end{cases} \quad (4)$$

где  $\tilde{A}(0;t)$  – комплексная огибающая излучаемого импульса и  $A_0$  – ее «высота».

Последующие искажения огибающей описываются соотношением

$$\begin{aligned} \tilde{A}(\tau;t') = & \tilde{A}(0;t') - \int_0^{t'} \tilde{A}(0;t'-\theta) \exp(-i\omega'\theta) \sqrt{\frac{D}{\theta}} J_1(2\sqrt{D\theta}) \exp(-2\delta\theta) d\theta + \\ & + \int_0^{t'} \tilde{A}(0;t'-\theta) \exp(-i\omega'\theta) \left[ \omega_p \int_0^\theta J_1(2\omega_p \sqrt{\alpha(\theta-\alpha)}) \sqrt{\frac{D}{\theta-\alpha}} J_1(2\sqrt{D\alpha}) \exp(-2\delta\alpha) d\alpha \right] d\theta. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь  $t'=t-z/c$ ;  $z$  – длина трассы;  $c$  – скорость света;  $D=\delta\tau$ ;  $\gamma$  – коэффициент поглощения (по мощности) в центре спектральной линии;  $\tau=\gamma z$  – оптическая глубина трассы на частоте резонансного поглощения;  $\delta=2\pi\Delta\nu$ ;  $\Delta\nu$  – полуширина спектральной линии;  $\omega_p=2\pi f_p$ ;  $f_p$  – резонансная частота среды.

Формула (5) является непосредственным следствием аналогичного более общего выражения для напряженности поля радиоимпульса для случая газовой среды с двумя резонансами [6] (см. выше). Нижеследующие результаты получены на основе соотношения (5).

### 3. ОГИБАЮЩИЕ ДЕФОРМИРОВАННОГО ИМПУЛЬСА

На рисунках 2 и 3 приведены примеры искажений огибающей хаотического радиоимпульса  $|\tilde{A}|$  (5). Можно видеть, что характер и уровень искажений зависят от высоты трассы и ее оптической глубины. Рисунок 2 отвечает приповерхностной трассе, а рисунок 3 – высоте трассы  $\sim 12$  км. Наиболее характерной особенностью искажений импульса, согласно рисункам 2 и 3, является трансформация его огибающей к виду шумоподобного процесса при достаточно регулярно изменяющемся поле в «хвосте». Относительный вклад энергии «хвоста»  $\psi$  в полную энергию излучения  $E_i$ , регистрируемого на приемном конце трассы, определяется отношением (6) и может быть заметным.

$$\psi(\tau)=100 \int_{t_i}^{\infty} E^2(\tau, t') dt / E_i(\tau), \% \quad (6)$$

В частности, имеем  $\psi \sim 18,5\%$  для рисунка 2з и  $\sim 6,5\%$  для рисунка 3з. Приведенные значения  $\psi$  нельзя объяснить замедлением скорости распространения импульса в среде, поскольку известно, что показатель преломления атмосферы в терагерцевом диапазоне отличается от единицы менее чем на  $10^{-4}$ . В действительности, на приемном конце трассы при  $\bar{t}' > 1$  регистрируется не поле импульса, а остаточное излучение газа осцилляторов, описывающего резонансно-поглощающую среду в рамках модели Друде-Лоренца.

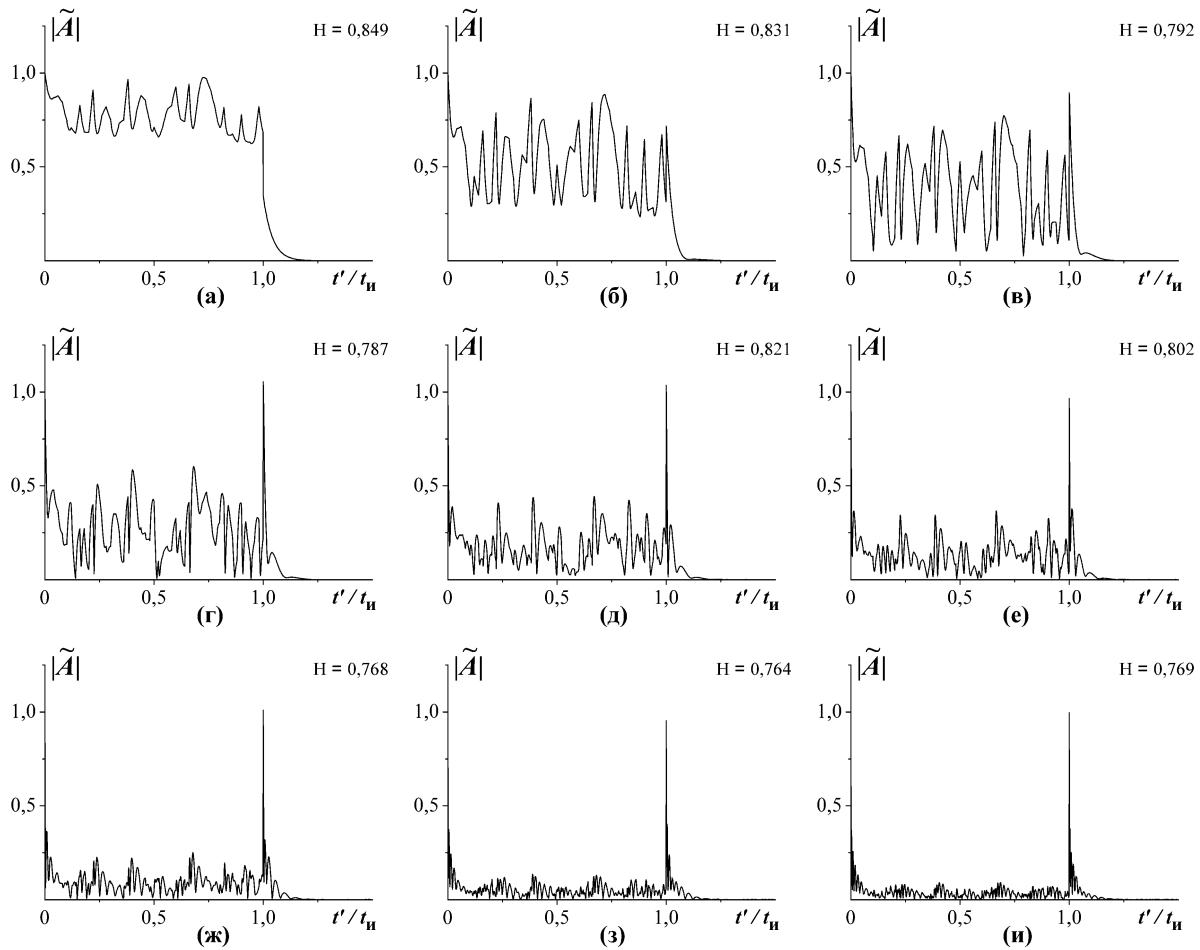


Рис.2. Огибающая искаженного импульса при  $\Delta\nu = 3,0\text{ ГГц}$  и  $\tau = 1$ (а), 3(г), 5(в), 10(г), 20(д), 30(е), 50(ж), 100(з), 150(и) (остальные параметры указаны в подписи к рис.1).

Поэтому, в частности, форма и энергия «хвоста» импульса выраженно зависят от величин параметров  $\Delta\nu$  и  $\tau$ , определяющих взаимодействие (особенности и детали) импульса со средой. В частности, к последним относится и эффект уменьшения «высоты» огибающей с увеличением  $\Delta\nu$  (ср., напр., рисунок 2ж и 3ж).

Количественно возможность трактовки какой-либо регистрируемой физической величины как случайной, равно как и ее место среди других случайных величин, в статистике описывают, в том числе, с привлечением показателем Херста  $H$  [8]. Оценки величины  $H$  для кривых  $|\tilde{A}|$ , изображенных на рисунках 2 и 3, приведены на поле рисунков и соответствуют временным отрезкам  $0 \leq \bar{t}' \leq 1$  при шаге выборки  $\Delta\bar{t}' = 0,001$ .

Можно видеть, что приведенные величины  $H$  центрируются вблизи значения  $H \approx 0,8$ . В статистике такие процессы определяют как персистентные, что означает наличие у них устойчивых трендов. Иначе: процесс с  $H > 0,5$ , имеющий тенденцию к возрастанию (убыванию), с большой вероятностью сохраняет ее и в дальнейшем [8]. Заметим также, что для многих природных процессов значения показателя Херста группируются вблизи значений 0,72-0,73 [9] и что для нормального процесса  $H > 0,5$ .

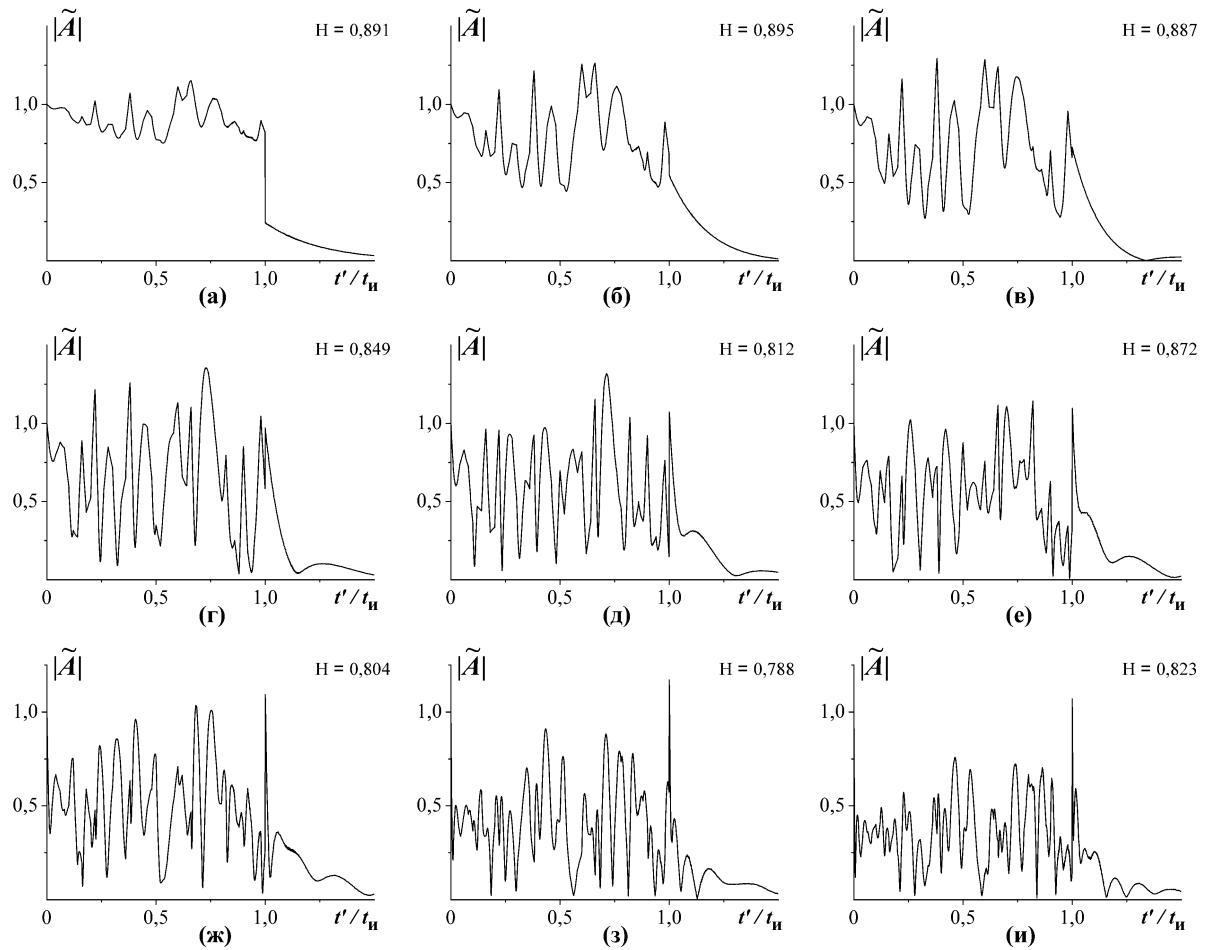


Рис.3. Огибающая искаженного импульса при  $\Delta\nu = 0,5\text{ ГГц}$  и  $\tau = 1(\text{а}), 3(\text{г}), 5(\text{в}), 10(\text{г}), 20(\text{д}), 30(\text{е}), 50(\text{ж}), 100(\text{з}), 150(\text{и})$  (остальные параметры указаны в подписи к рис.1).

#### 4. ГИСТОГРАММЫ «ВЫСОТЫ» ОГИБАЮЩИХ И ИХ ПРИБЛИЖЕНИЕ

На рисунках 4 и 5 приведены совокупности гистограмм распределения огибающей  $|\tilde{A}|$ . Они соответствуют огибающим, изображенным на рисунках 2 и 3. Здесь и всюду далее ширины бинов одинаковы и равны  $\Delta|\tilde{A}|=0,1$  и их число  $N=20$ .

Высота  $i$ -ого столбца гистограмм равна:

$$\hat{f}_{hi} = n_i / \left( Q(\Delta|\tilde{A}|) \right), \quad (7)$$

где  $n_i$  – число попаданий величины  $|\tilde{A}|$  в занимаемый им  $i$ -ый интервал (включая его правую границу) и  $Q=1001$  – число отсчетов (объем выборки) величины  $|\tilde{A}|$  на временном отрезке  $0 \leq \bar{t}' \leq 1$  с шагом 0,001. Суммарная площадь столбцов каждой гистограммы равна 1. В целом можно видеть, что вид гистограмм обладает выраженной изменчивостью как с увеличением длины трассы, так и при ее удалении от поверхности.

В рамках рассматриваемой постановки задачи получаем, таким образом, что в приемном устройстве радиосистемы должна выполняться обработка смеси двух хаотических временных зависимостей, которыми являются шумоподобное внешнее поле и ее собственный (гауссовский) шум.

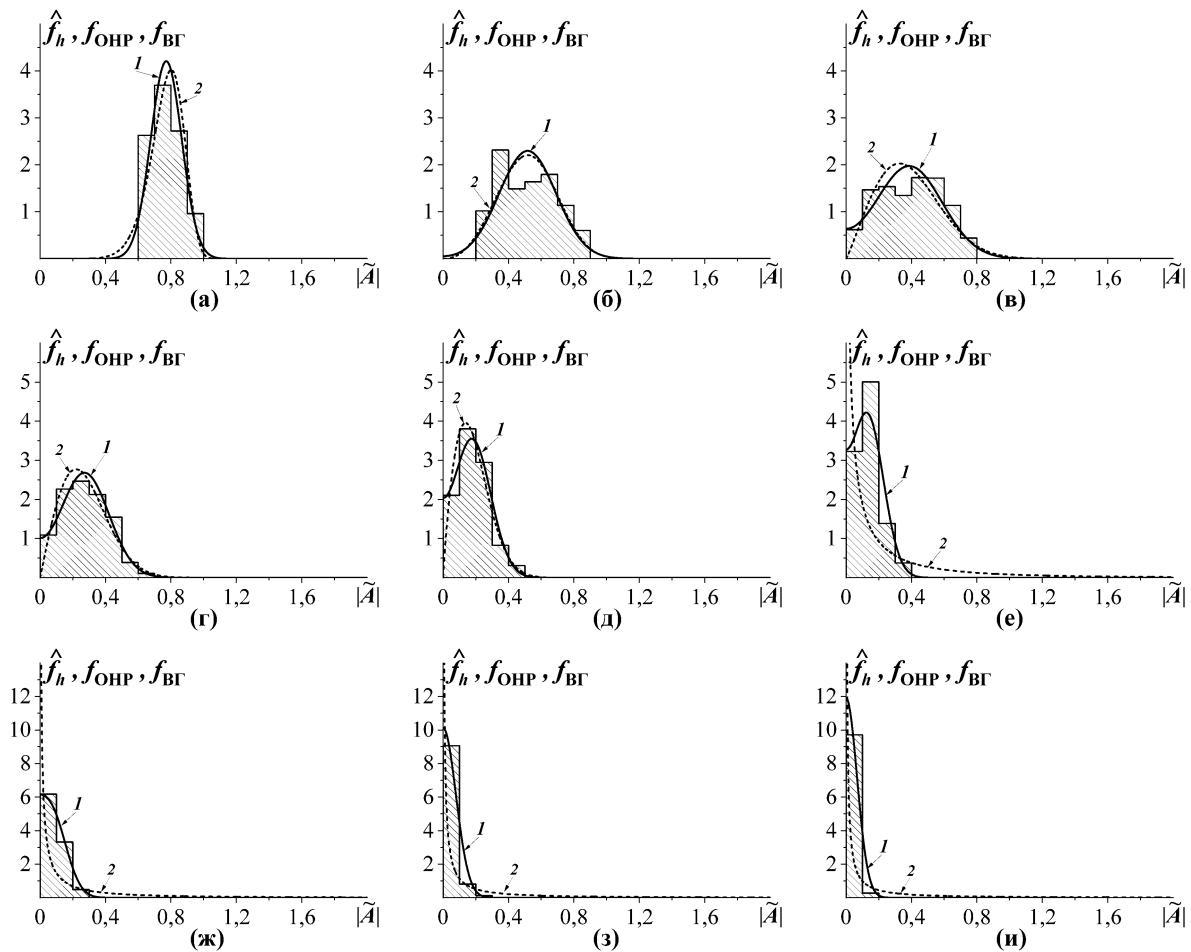


Рис.4. Гистограммы плотности вероятности «высоты» огибающей искаженного импульса и ее приближение функциями плотности вероятности отраженного нормального распределения (кривые 1) и распределения Вейбулла-Гнеденко (кривые 2) для огибающих на рис.3.

Поэтому представляется необходимым возможное статистическое описание кривых  $|\tilde{A}(\tau; t')|$ . Поскольку они изображают модуль случайной величины, в качестве первого шага естественно рассмотреть их приближение отраженным нормальным распределением (далее - ОНР). Функция плотности распределения вероятности ОНР:

$$f_{\text{OHP}}(|\tilde{A}|) = \frac{1}{a^* \sqrt{2\pi}} \left[ \exp\left(-\frac{(|\tilde{A}| - m^*)^2}{2(a^*)^2}\right) + \exp\left(-\frac{(|\tilde{A}| + m^*)^2}{2(a^*)^2}\right) \right], \quad (8)$$

где  $m^*$  – параметр положения и  $a^*$  – параметр ожидания.

Альтернативным распределением положительно определенной величины может являться, на наш взгляд, распределение Вейбулла-Гнеденко (далее – РВГ), для функции плотности распределения вероятностей которого имеем:

$$f_{\text{РВГ}}(|\tilde{A}|) = \frac{c^*}{a^*} \left( \frac{|\tilde{A}|}{a^*} \right)^{c^*-1} \exp\left(-\left(\frac{|\tilde{A}|}{a^*}\right)^{c^*}\right), \quad (9)$$

( $a^*$  – здесь параметр масштаба;  $c^*$  – параметр формы). Методики вычисления параметров ОНР и РВГ по данным выборок описаны в [10].

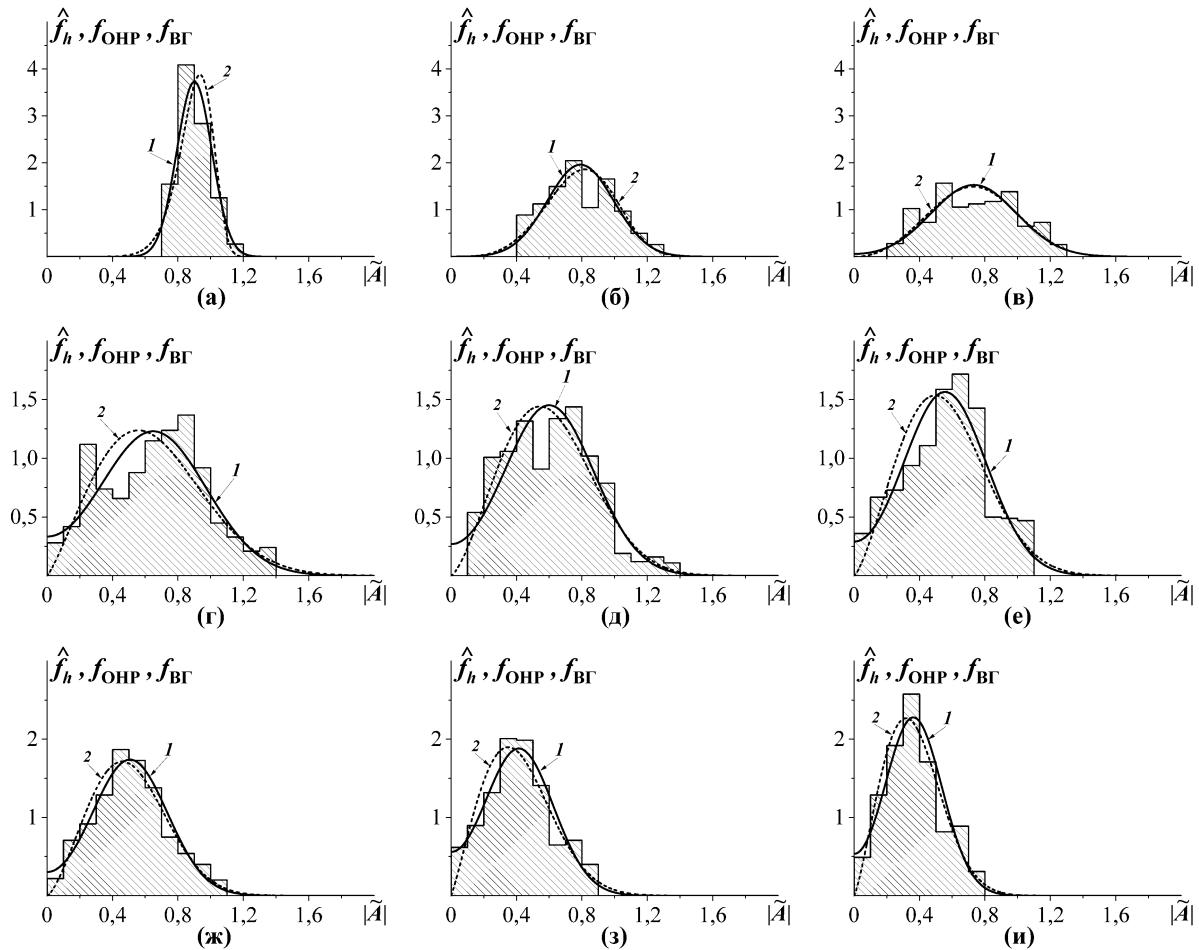


Рис.5. Гистограммы плотности вероятности «высоты» огибающей искаженного импульса и ее приближение функциями плотности вероятности отраженного нормального распределения (кривые 1) и распределения Вейбулла-Гнеденко (кривые 2) для огибающих на рис.3.

Кривые 1 и 2 на рисунках 4 и 5 изображают рассчитанные соответственно по (8) и (9) функции плотности вероятности ОНР и РВГ применительно к тем же выборкам величины  $|\tilde{A}|$ , по которым построены гистограммы. Оба приближения удовлетворительно согласуются (по виду) с «экспериментальными» данными, если в качестве последних рассматривать данные вычислений по (5).

Количественно степень соответствия того или иного приближения аппроксимируемым им данным оценивают по различным критериям, за которые, в том числе [11], чаще выбирают критерий  $\chi^2$ , для которого

$$\chi^2 = Q \sum_{i=1}^N \left( \frac{n_i}{Q} - \int_{|\tilde{A}_{i-1}|}^{|\tilde{A}_i|} f(|\tilde{A}|) d(|\tilde{A}|) \right)^2 / \int_{|\tilde{A}_{i-1}|}^{|\tilde{A}_i|} f(|\tilde{A}|) d(|\tilde{A}|), \quad (10)$$

или расстояние Кульбака-Лейблера

$$D_{\text{KL}} = \int_0^\infty \hat{f}_h(|\tilde{A}|) \ln \left( \frac{\hat{f}_h(|\tilde{A}|)}{f(|\tilde{A}|)} \right) d(|\tilde{A}|). \quad (11)$$

В (10) и (11) под  $f(|\tilde{A}|)$  понимаются величины  $f_{\text{OHP}}(|\tilde{A}|)$  или  $f_{\text{РВГ}}(|\tilde{A}|)$ , под  $\hat{f}_h(|\tilde{A}|)$  - совокупность отрезков, ограничивающих столбцы гистограмм сверху (с их правыми границами), и интегрирование в (10) выполняется в пределах  $i$ -ого бина. Величины  $\chi^2$  и  $D_{KL}$ , найденные по данным рисунков 4 и 5, приведены в таблице 1.

Можно видеть, что как величина  $\chi^2$ , так и величина  $D_{KL}$  заметно варьируют при изменении как оптической глубины, так и ширины спектральной линии (иначе, давления в среде). Так при  $\Delta\nu = 3,0 \text{ ГГц}$  и равных оптических глубинах трассы величины  $\chi^2$  для ОНР меньше таковых для РВГ и, напротив, больше при  $\Delta\nu = 0,5 \text{ ГГц}$ . Во всех рассмотренных случаях также отраженному нормальному распределению соответствуют меньшие величины  $D_{KL}$ . Однако, какие-либо выраженные тенденции в их изменениях при этом не прослеживаются.

Таблица 1. Критерий согласия  $\chi^2$  и расстояние Кульбака-Лейблера  $D_{KL}$

Оптическая глубина $\tau$	$\Delta\nu = 3,0 \text{ ГГц}$				$\Delta\nu = 0,5 \text{ ГГц}$			
	$\chi^2$		$D_{KL}$		$\chi^2$		$D_{KL}$	
	ОНР	РВГ	ОНР	РВГ	ОНР	РВГ	ОНР	РВГ
1	77,10	136,72	0,1024	0,1472	64,03	159,64	0,0779	0,1548
3	164,13	136,81	0,1156	0,0992	117,22	112,18	0,0851	0,0853
5	72,07	104,35	0,0527	0,0943	151,78	124,71	0,0926	0,0764
10	15,71	28,75	0,0210	0,0574	106,38	136,57	0,0563	0,0881
20	23,39	17,48	0,0309	0,0681	112,77	81,19	0,0746	0,0539
30	54,13	222,80	0,0481	0,6894	78,58	144,16	0,0507	0,0992
50	20,63	729,47	0,0388	0,7415	35,75	34,14	0,0262	0,0390
100	81,58	160,60	0,0990	0,9769	46,30	75,19	0,0348	0,0732
150	98,98	182,20	0,1309	1,2042	56,15	47,27	0,0420	0,0582

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложены результаты анализа процесса распространения прямоугольного радиоимпульса терагерцевого диапазона с хаотическим изменением несущей в земной атмосфере. Частотный интервал, которому принадлежит спектр импульса, содержит также сильную линию водяного пара с резонансной частотой 380,1 ГГц; вариации несущей во времени моделируются с привлечением тент-отображения. Показано, что с увеличением длины трассы временные зависимости огибающей импульсного сигнала, регистрируемого на приемном конце трассы, принимают шумоподобный вид с показателем Херста, близким к 0,8. Рассмотрены возможности статистического описания огибающей принимаемого излучения на основе отраженного нормального распределения и распределения Вейбулла-Гнеденко. С этой целью для гистограмм высот огибающих принимаемых импульсных сигналов, приближаемых указанными распределениями, вычислены величины критерия  $\chi^2$  и расстояния Кульбака-Лейблера.

Работа выполнена в рамках Госзадания.

## ЛИТЕРАТУРА

1. M. Hasler M., Yu. L. Maistrenko. An Introduction to the Synchronization of Chaotic Systems: Coupled Skew Tent Maps // IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS. 1997. V.44. №10, P.856 – 866.
2. Вакс В.Л., Бирюков В.В., Кисиленко К.И., Панин А.Н., Приползин С.И., Раевский А.С., Щербаков В.В. Системы беспроводной связи терагерцового частотного диапазона. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/4/text.pdf>
3. Губанов В.П., Ефремов А.М., Кошев В.И., Ковалчук Б.М., Плиско В.В., Ростов В.В., Степченко А.С. Сухушин К.Н. Генерация и излучение сверхширокополосных наносекундных импульсов с мегавольтным эффективным потенциалом. // III Всероссийская Микроволновая конференция. (Москва, 2015 г.). Доклады. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2015. С.4–7.
4. Васюта К.С., Малышев А.А., Зоц Ф.Ф. Анализ корреляционных свойств хаотических радиоимпульсов. // Системи обробки інформації. 2012, Т.2. В.3(101). С.22-25.
5. Жевакин С.А., Наумов А.П. Распространение сантиметровых, миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн в земной атмосфере. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 1967. Т.10. № 9-10. С.1213-1243.
6. Стрелков Г.М., Лепехин В.В. Распространение хаотического радиоимпульса терагерцевого диапазона в атмосферном окне прозрачности. // IV Международная научно-практическая конференция Радиоинфоком-2019 (Москва, 2019). Сборник научных статей. М.:МИРЭА. 2019. С.197-204.
7. Seventline J.B., Rani D.E., Rajeswari K.R. Ternary Chaotic Pulse Compression Sequences. // Radioengineering. 2010. V.19. No.3. P.415 – 420.
8. Клионский Д.М., Геллнер В.В. Технология Гильберта-Хуанга и ее применение в цифровой обработке сигналов. СПб. Изд-во ЛЭТИ. 2019. 150 с.
9. Калуш Ю.А., Логинов В.М. Показатель Херста и его скрытые свойства. //Сибирский журнал индустриальной математики. 2002. Т.5. В.4. С.29-37.
10. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. СПб.: Наука. 2001. 295 с.
11. Абусев Р.А. // Статистические методы оценивания и проверки гипотез. С78. Межвуз. сб. науч. тр. 2005. Пермь: Перм. ун-т. 2005. С.4 – 11.

## REFERENCES

1. M. Hasler M., Yu. L. Maistrenko. An Introduction to the Synchronization of Chaotic Systems: Coupled Skew Tent Maps // IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS. 1997. V.44. №10, P.856 – 866.
2. Vaks V.L., Biryukov V.V., Kisilenko K.I., Panin A.N., Pripolzin S.I., Raevsky A.S., Shcherbakov V.V. Terahertz wireless communication systems. Radio electronics journal [electronic journal]. 2018. № 12. Access mode: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/4/text.pdf>
3. Gubanov V.P., Efremov A.M., Koshelev V.I., Kovalchuk B.M., Plisko V.V., Rostov V.V., Stepchenko A.S. Sukhushin K.N. Generation and emission of ultra-wideband nanosecond pulses with megavolt effective potential. // III All-Russian Microwave Conference. (Moscow, 2015). Reports. M.: IRE im. V.A. Kotelnikov RAS. 2015. P. 4-7.
4. Vasyuta K.S., Malyshev A.A., Zots F.F. Analysis of the correlation properties of chaotic radio pulses. // Information processing systems. 2012, Vol.2. B.3 (101). P.22-25.
5. Zhevakin S.A., Naumov A.P. Propagation of centimeter, millimeter and submillimeter radio waves in the earth's atmosphere. // Izv.Vuzov. Radiophysics. 1967. Vol.10. №. 9-10. P.1213-1243.
6. Strelkov G.M., Lepekhin V.V. Propagation of a chaotic radio pulse of the terahertz range in the atmospheric transparency window. // IV International Scientific and Practical Conference Radioinfocom-2019 (Moscow, 2019). Collection of scientific articles. M.: MIREA. 2019. P.197-204.
7. Seventline J.B., Rani D.E., Rajeswari K.R. Ternary Chaotic Pulse Compression Sequences. // Radioengineering. 2010. V.19. №.3. P.415-420.
8. Klionsky D.M., Gellener V.V. Hilbert-Huang technology and its application in digital signal processing. SPb. Publishing house of LETI. 2019. 150p.
9. Kalush Yu.A., Loginov V.M. Hurst exponent and its hidden properties. // Siberian Journal of Industrial Mathematics. 2002. Vol.5. AT 4. P.29-37.
10. Vadzinsky R.N. A Handbook on Probability Distributions. SPb .: Science. 2001. 295p.
11. Abusev R.A. // Statistical methods for estimating and testing hypotheses. С78. Interuniversity. Sat. scientific. tr. 2005. Perm: Perm. un-t. 2005. P.4-11.

## РАСЧЕТ МОНОХРОМАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ АПЕРТУРНОЙ АНТЕННЫ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

В. Е. Копытин<sup>1</sup>, Н. А. Лысенко<sup>1</sup>, Г. К. Усков<sup>1</sup>, С. П. Скулкин<sup>2</sup>

<sup>1</sup> ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

<sup>2</sup> Национальный исследовательский университет Высшая школа  
экономики (НИУ ВШЭ), Россия, г. Нижний Новгород, Россия

**Аннотация.** В работе представлено исследование электромагнитного поля, создаваемого плоской круглой апертурой в ближней зоне. Аналитический метод, основанный на поиске первообразной импульсной характеристики, адекватно оценивает напряженность электромагнитного поля апертурной антенны. Для доказательства приведено сравнение аналитического метода расчёта, с известным численным методом FIT. Показано преимущество аналитического метода с точки зрения вычислительных ресурсов.

**Ключевые слова:** антенны СШП, распространение радиоволн, ближняя и дальняя зоны антенны, импульсная характеристика, аналитический метод, численный расчёт полей, поляризация.

## CALCULATION OF THE MONOCHROMATIC FIELD OF THE APERTURE ANTENNA IN THE NEAR ZONE

V.E. Kopytin<sup>1</sup>, N.A. Lysenko<sup>1</sup>, G.K. Uskov<sup>1</sup>, S.P. Skulkin<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

<sup>2</sup>National Research University Higher School of Economics (HSE), Nizhny Novgorod, Russia

**Abstract.** The paper presents a study of the electromagnetic field created by a flat circular aperture in the near zone. The analytical method, based on the search for the antiderivative of the pulse-transient characteristic, adequately estimates the strength of the electromagnetic field of the aperture antenna. For proof, a comparison of the analytical method of calculation with the well-known numerical method FIT is given. The advantage of the analytical method from the point of view of computational resources is shown.

**Keywords:** UWB antennas, radio wave propagation, near and far zones of the antenna, impulse response, analytical method, numerical calculation of fields, polarization.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время развиваются методы анализа антенн излучающие сверхширокополосные (СШП) сигналы. Поля таких антенн могут быть рассчитаны аналитическим методом во временной области, который позволяет производить расчет поля с помощью импульсной характеристики (ИХ) апертуры.

Однако во многих практических задачах СВЧ-техники, в том числе при работе с СШП и импульсными сигналами, возникает необходимость анализа ближнего поля излучения антенны на одной частоте. Цель данной работы – применить аналитический метод для расчёта монохроматического поля зеркальной антенны в приближении круглой плоской апертуры, а также подтвердить его точность. Также будет показана асимметрия линейно поляризованного поля круглой плоской апертуры относительно оси Z.

## 2. ФОРМУЛЫ МЕТОДА РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для остронаправленных антенн пространственная структура поля определяется, прежде всего, размерами и формой апертуры. Диаграмма направленности первичных излучателей имеет обычно широкий главный лепесток и в рамках апертурной теории антенн аппроксимируется модельными функциями, например, [1,2]. Передаточная функция апертуры может быть найдена по пространственно-частотной зависимости поля антенны на определённой поляризации, которая в апертурной теории может быть представлена как интеграл по поверхности апертуры  $S_a$ :

$$E_e(f, \vec{r}) = \frac{if}{2\pi c} \iint_{S_a} g(\vec{r}_a) \alpha(\vec{r}, \vec{r}_a) \frac{e^{i\frac{f}{c}|\vec{r} - \vec{r}_a|}}{|\vec{r} - \vec{r}_a|} dS_a, \quad (1)$$

где  $f$  – частота,  $c$  – скорость света,  $g(\vec{r}_a)$  – функция освещенности,  $\alpha(\vec{r}, \vec{r}_a)$  – множитель, определяемый поляризационными соотношениями.

Будем считать  $\hat{E}(t, \vec{r})$  первообразной ИХ апертуры. С физической точки зрения первообразная ИХ апертуры представляет собой поле апертуры при условии, что каждая точка апертуры излучила  $\delta$ -импульс в момент времени  $t = 0$ :

$$\hat{E}(t, \vec{r}) = \frac{1}{2\pi c} \iint_{S_a} \frac{g(\vec{r}_a) \alpha(\vec{r}, \vec{r}_a) \delta(t - \frac{1}{c}|\vec{r} - \vec{r}_a|)}{|\vec{r} - \vec{r}_a|} dS_a. \quad (2)$$

В работе [3] подробно описано выражение для поиска первообразной ИХ, 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:

$$\hat{E}(t, \vec{r}) = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} g(\vec{r}_a) \alpha(\vec{r}, \vec{r}_a) d\varphi, \quad (3)$$

$\vec{r}$  – 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 апертуре 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.

Здесь интеграл берется по углу  $\varphi$ , 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  $2\pi$  (рисунок 2). Предположим, что амплитудное распределение апертуры постоянно на всей плоскости апертуры  $g(\vec{r}_a) = 1$ , тогда выражение для первообразной ИХ с учётом поляризационного множителя [4] переписывается:

$$\hat{E}(t, \vec{r}) = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sqrt{1 - \sin^2(\gamma) \sin^2(\varphi)} d\varphi, \quad (4)$$

где  $\gamma$  – угол между нормалью к апертуре и радиус-вектором точки наблюдения из каждой излучающей точки по ходу интегрирования на апертуре (рисунок 1)

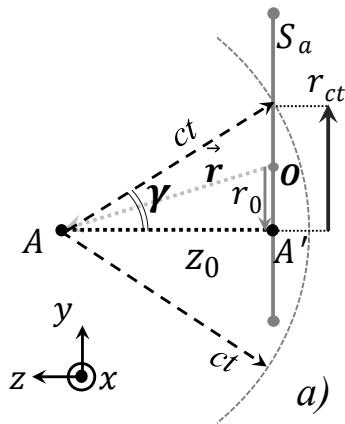


Рис. 1. Апертура  $S_a$  и воображаемая сфера радиусом  $ct$ .

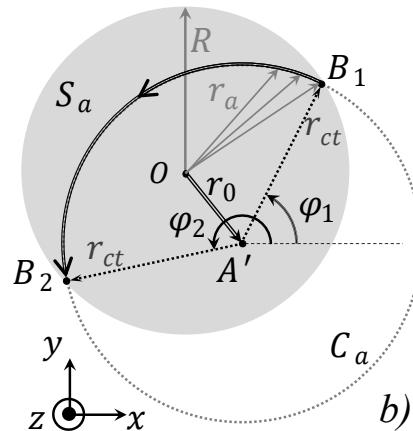


Рис. 2. Апертура  $S_a$ , контур интегрирования  $C_a$  и угол  $\varphi$ .

### 3. РАСЧЁТ ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для вычисления по (4) была создана программа в математической среде Matlab. По результатам расчётов построены графики ИХ и первообразных ИХ. Два семейства графиков на рисунке 3 построены на расстоянии  $z = R$  от круглой апертуры для разных смещений от центральной оси  $r_0 = 0R; 0,5R; 1R; 1,5R$  отличаются углом, под которым направлен  $\vec{r}_0$ : а – вдоль оси X, б – вдоль оси Y. При удалении от оси апертуры по оси X (рисунок 3а) явно видно, что задний фронт довольно резкий, а при удалении от оси апертуры по оси Y (рисунок 3б) задний фронт становится пологим, это результат влияния поляризационного множителя  $\alpha(\vec{r}, \vec{r}_a)$ .

По мере увеличения  $r_0$  внутри прожекторного луча продолжительность заднего фронта увеличивается; после того, как  $r_0$  выходит за пределы прожекторного луча, передний и задний фронт расширяются, а амплитуда падает.

### 4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАДАЧИ ИЗЛУЧЕНИЯ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ

Для проверки теоретических методов расчета ИХ была построена электродинамическая численная модель (рисунок 4). В качестве излучателя использовалась круглая бесконечно тонкая пластина из идеального проводника, на которую падал плоский волновой фронт. Радиус круглой пластины  $R = 0,5$  метра, расстояние до границы расчётной области по осям X и Y – 0,8 метра, расстояние до границы расчётной области за пластиной по оси Z – 0,1 метра, от пластины до плоского волнового порта  $L = 0,51$  метра. Таким образом, расчётный объём модели составил

$1,6 \times 1,6 \times 0,61$  метра. Со стороны положительного направления оси Z на границе счётного объёма была задана плоская линейно поляризованная вдоль оси Y волна, распространяющаяся в сторону круглой пластины. В качестве сигнала, возбуждающего плоскую волну, был выбран монохроматический сигнал на частоте 20 ГГц, представленный на рисунке 5. Выбор такой частоты обусловлен тем, что для дальнейшей обработки результатов нужно по времени разделить падающий и отраженный сигнал на зондах, поэтому взято 25 периодов монохроматического сигнала, а вторым фактором является то, что при излучении сигнала в модели происходит его искажение, и малое количество периодов падающего сигнала увеличивает ошибку в численном методе, не позволяя сравнить результаты. Также надо выполнить условие применимости метода, то есть длина волны должна быть много меньше характерного размера амплитуды.

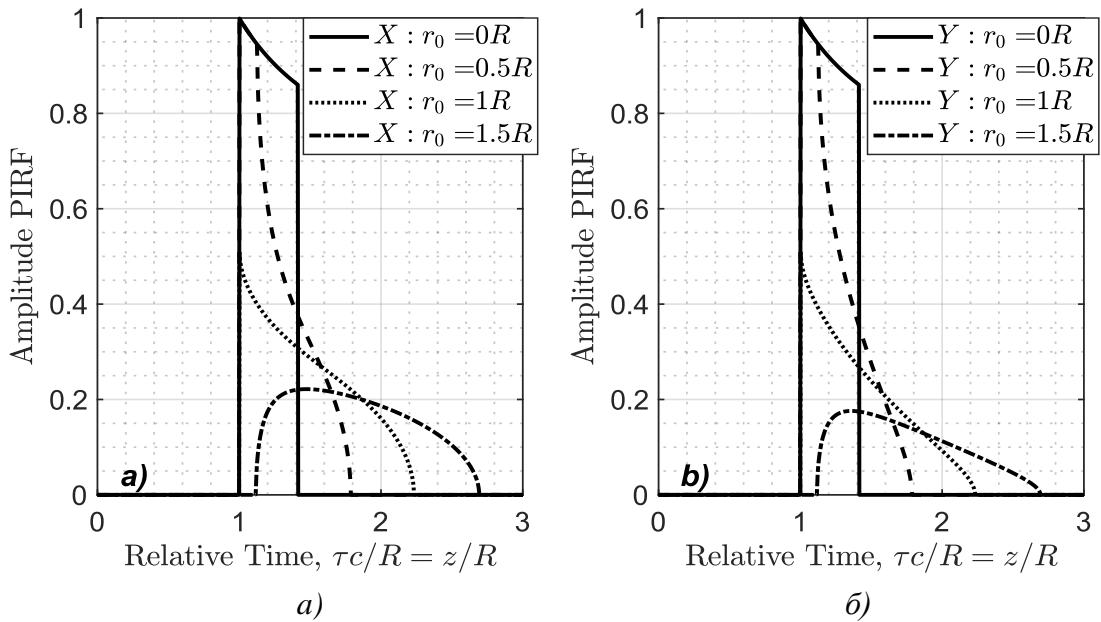


Рис. 3. Первообразные ИХ: а) вдоль оси X, б) вдоль оси Y

В соответствии с теорией, предложенной в [5,6], были расставлены зонды электрического поля в плоскости  $z = R$ ;  $0,5R$  и находящиеся на расстоянии от  $r_0 = 0$  до  $r_0 = 1,5R$  с шагом  $0,012R$ .

Таким образом, время, начиная с которого производился анализ полей на всех зондах, составило  $\tau = L/c = 1,7 \times 10^{-9}$ . Поскольку электромагнитная волна преодолевает расстояние от границы расчётной области до плоской пластины и обратно за время  $T = 2L/c = 3,4 \times 10^{-9}$  секунд, общее время моделирования было ограничено 6 наносекундами.

На границах счётного объёма были заданы идеально поглощающие слои (Perfect Matched Layers – PML) [7] с коэффициентом отражения 0,0001.

Для моделирования процессов использовался метод FIT (finite integrated technique) во временной области. При заданной частоте 20 ГГц, размеров пластины и заданного свободного пространства до границы было использовано порядка 1,6 миллиардов ячеек.

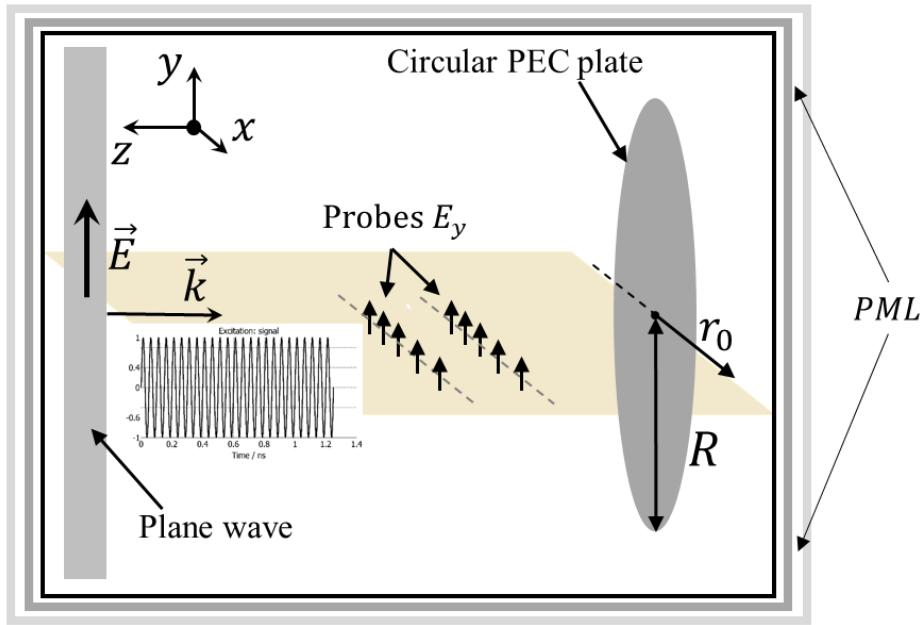


Рис. 4. Геометрия модели для численного моделирования плоской апертуры

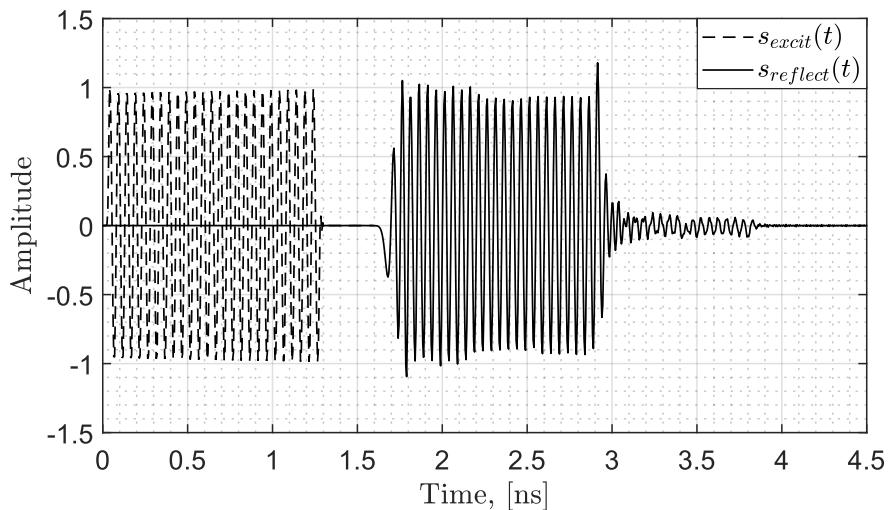


Рис. 5.  $s_{\text{excit}}(t)$  — сигнал, используемый для возбуждения плоского волнового фронта,  
 $s_{\text{reflect}}(t)$  — сигнал, отраженный от круглой плоской апертуры

## 5. РЕЗУЛЬТАТЫ СРАВНЕНИЯ

В разделе 3 получены теоретические характеристики одночастотного пространственного отклика, а в разделе 4 численно рассчитаны сигналы, отраженные от плоской круглой пластины в различных точках.

Чтобы сравнить результаты двух методов нужно рассчитать спектры, для этого надо вычислить сигналы в точках перед апертурой путём свёртки ИХ с входным сигналом из численного моделирования, после этого выполнить преобразование Фурье по свёртке. Затем построить зависимость амплитуды спектра на частоте 20 ГГц для каждого зонда в зависимости от положения точки наблюдения  $S_{\text{theor}}(r_o, f_0) = S(x, f_0)$ ,  $S_{\text{theor}}(r_o, f_0) = S(y, f_0)$ .

Для сигналов, полученных на зондах путём численного моделирования, надо отделить падающий и отражённый сигнал с помощью наложения временного окна. Затем рассчитать спектр отраженного сигнала  $S_{reflect}(r_0, f)$  и построить одночастотные зависимости  $S_{FIT}(r_0, f_0)$ . В этом случае ошибки численного моделирования складываются с незначительными ошибками преобразований Фурье.

Распределение монохроматического поля  $S_{theor}(x, f_0)$  и  $S_{theor}(y, f_0)$  показаны на рисунке 6. На этом же графике представлены выборки спектров отраженных сигналов из численного моделирования  $S_{FIT}(x, f_0)$  и  $S_{FIT}(y, f_0)$ . На рисунке 6а – распределение по оси X, на рисунке 6б – распределение по оси Y. Рисунок 7 демонстрирует точно такие же зависимости для зондов расположенных на  $z = 0,5R$ .

На представленных графиках построены образцы спектров без какой-либо постобработки и нормализации. Главный интерес здесь – характер распределения монохроматического поля вдоль плоской апертуры на различных расстояниях  $z/R$  и соответствие теоретических и численных результатов.

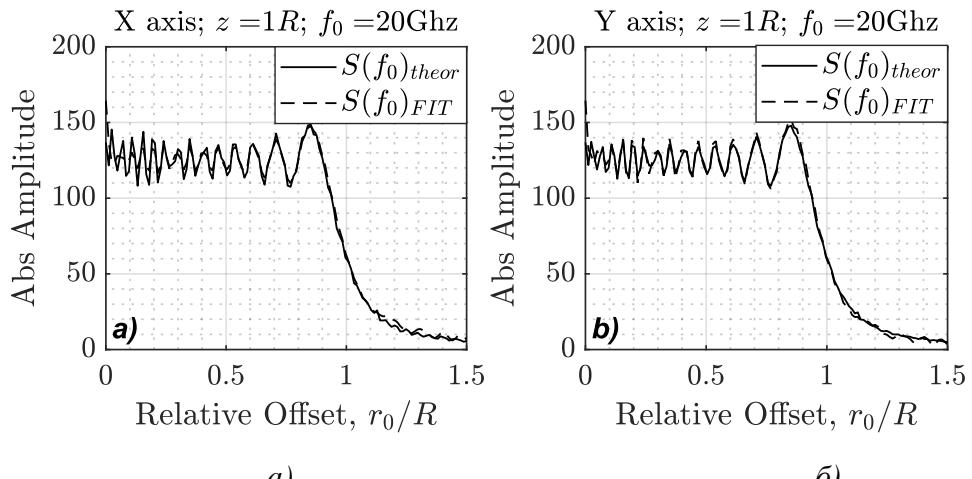


Рис. 6. Распределение монохроматического поля на частоте  $f_0 = 20$  GHz при  $z = R$   
a) — вдоль оси X, b) — вдоль оси Y

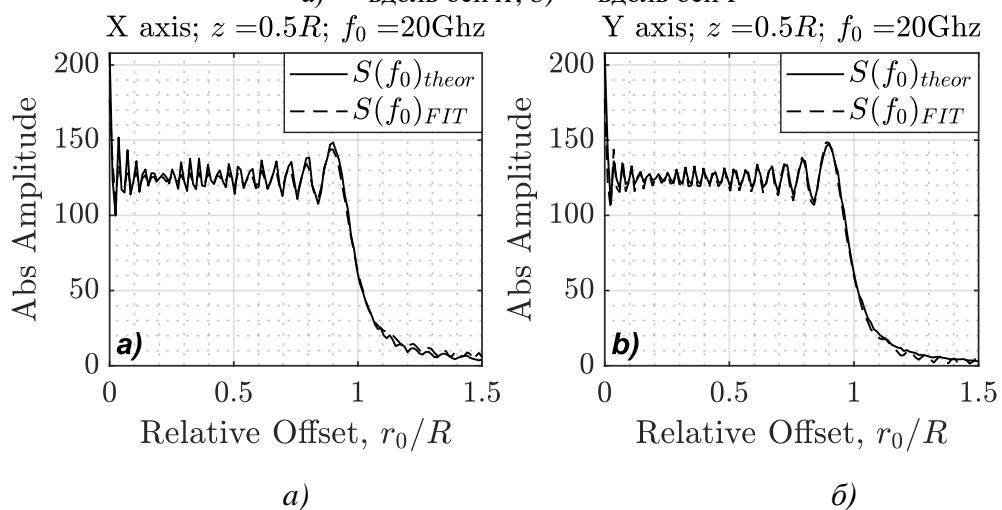


Рис. 7. Распределение монохроматического поля на частоте  $f_0 = 20$  GHz при  $z = 0,5R$   
a) — вдоль оси X, b) — вдоль оси Y

Из рисунков 6 и 7 хорошо видно, что качественно и количественно монохроматические пространственно-частотные теоретические распределения поля (сплошные линии) хорошо согласуются с численными (пунктирные линии), что является доказательством теории. Кроме того, заметно, как ведет себя поле вокруг границы апертуры: оно имеет последний и самый большой всплеск и уже начинает уменьшаться внутри главного луча. Всё это подтверждает теорию дифракции, лежащую в основе апертурной теории. При  $r_0 = R$  поле имеет примерно половину средней амплитуды, а при  $r_0 = 1,5R$  оно резко падает более чем в 10 раз.

В численном моделировании использовано более 1,6 миллиардов ячеек для четверти расчётного объёма, и на один сигнал возбуждения на сервере (Intel Xeon 2,1 ГГц, 128 ГБ ОЗУ) требовалось около 168 часов, при этом теоретические вычисления имели  $10^4$  временных отсчетов и  $2^{16}$  частотных отсчетов; на получение ИХ для любого входного сигнала требовалось около 10 минут.

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе продолжается развитие и совершенствование метода функции импульсного отклика, в частности, для расчёта монохроматического поля, полученного как преобразование Фурье его временной зависимости.

Благодаря возможностям теоретического метода свёртка с любым входным или возбуждающим сигналом в апертуре может быть получена практически мгновенно. Следовательно, пространственно-частотная характеристика такой апертуры и заданный в ней сигнал также может быть рассчитана фактически моментально.

Подтверждена точность и эффективность теоретического метода по сравнению с численным моделированием. Сравнение теоретических и численных результатов показывает не только хорошее согласование для всех частот, расстояний и смещений, но и преимущества теории с точки зрения времени и вычислительных ресурсов.

Более того, когда отношение  $\lambda/R$  растёт, численные вычисления становятся всё более требовательными к ресурсам, тогда как точность расчёта теоретическим методом увеличивается.

## 7. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке Научного фонда Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ) (грант № 20-04-027) и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации "5-100".

## ЛИТЕРАТУРА

1. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. - М.: Наука, 1970. - 856 с.
2. Hansen R. C. and Bailin L. L. A new method of near field analysis. – IRE Trans. Antennas Propagat. - Dec. 1959. - Vol. AP-7, P. 458-467.
3. 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.

4. Skulkin S. P., Lysenko N. A., Uskov G.K., Kascheev N. I., "Transient Far Fields of Aperture Antennas", IEEE Antennas and Propagation Wireless Letters, Vol. 18, Is. 5, pp. 1036-1040, May, 2019.
5. Горюнова С.В., Дрожилкин С.В., Жаворонков В.Н., Пономарев Д.Н., Семенова Л.Р., Скулкин С.П., Турчин В.И. Времяимпульсный метод измерения характеристик антенн в ближней зоне. // Изв.вузов. Радиофизика. - 1989. - Т. 32, № 1. - С. 73-83.
6. Skulkin S. P., Turchin V. I. Transient field calculation of aperture antennas, – IEEE Trans. AntennasPropag., vol. AP-47, pp. 929-932. May 1999.
7. Davidson D.B. Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering. Cambridge: CambridgeUniv. Press, 2005.

#### REFERENCES

1. Born M., Wolf E. Optics fundamentals. - M.:Science, 1970. - 856 p.
2. Hansen R. C. and Bailin L. L. A new method of near field analysis. – IRE Trans. Antennas Propagat. - Dec. 1959. - Vol. AP-7, P. 458-467.
3. 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.
4. Skulkin S. P., Lysenko N. A., Uskov G.K., Kascheev N. I., "Transient Far Fields of Aperture Antennas", IEEE Antennas and Propagation Wireless Letters, Vol. 18, Is. 5, pp. 1036-1040, May, 2019.
5. Goryunova S.V., Drozhilkin S.V., Zhavoronkov V.N., Ponomarev D.N., Semenova L.R., Skulkin S.P., Turchin V.I. Time-to-pulse method for measuring the characteristics of antennas in the near field. // Izv.universities. Radiophysics. - Vol. 32, № 1. - P. 73-83.
6. Skulkin S. P., Turchin V. I. Transient field calculation of aperture antennas, – IEEE Trans. AntennasPropag., vol. AP-47, pp. 929-932. May 1999.
7. Davidson D.B. Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering. Cambridge: CambridgeUniv. Press, 2005.

## РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЙ РЕФЛЕКТОР НА ОСНОВЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА

Е. А. Ищенко<sup>1</sup>, Ю. Г. Пастернак<sup>1</sup>, В. А. Пендурин<sup>1</sup>, С. М. Фёдоров<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе предлагается конструкция активной антенны с реконфигурируемым рефлектором для дипольного излучателя на основе метаматериала. Благодаря особенностям предложенной конструкции антенной системы удается сформировать режимы работы антенны, при которых возможно обеспечение как всенаправленного излучения, так и направленного с увеличенным уровнем КНД антенны. Для достижения всех режимов работы в конструкцию из метаматериала помещается диполь, который позволяет обеспечить всенаправленное излучение, что позволяет благодаря использованию предложенной конструкции метаматериала создать реконфигурируемый рефлектор – от полного отключения до плоского и уголкового отражателя.

**Ключевые слова:** метаматериал; активная антenna; активный рефлектор.

## RECONFIGURABLE REFLECTOR BASED ON ACTIVE METAMATERIAL

E. A. Ishchenko<sup>1</sup>, Yu. G. Pasternak<sup>1</sup>, V. A. Penduyrin<sup>1</sup>, S. M. Fedorov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The paper proposes a design of an active antenna with a reconfigurable reflector for a dipole radiator based on a metamaterial. Due to the peculiarities of the proposed design of the antenna system, it is possible to form the antenna operation modes in which it is possible to provide both omnidirectional radiation and directional radiation with an increased directivity level of the antenna. To achieve all modes of operation, a dipole is placed in the metamaterial structure, which allows for omnidirectional radiation, which, thanks to the use of the proposed metamaterial design, allows creating a reconfigurable reflector - from complete shutdown to a flat and corner reflector.

**Keywords:** metamaterial; active antenna; active reflector.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Разработка активных антенных систем является перспективной задачей, так как становится возможным объединить несколько характеристик антенн в единую конструкцию. Благодаря объединению нескольких антенн в единую конструкцию удается достичь уменьшения числа устанавливаемых антенн, а также ускорения выполнения задач радиосвязи. Существует множество способов управления характеристиками антенн, например, рассмотренные в работах [1-4]. Одним из самых перспективных способов управления характеристиками антенных систем является использование метаматериалов. Однако, в большинстве примеров использования пассивных метаматериалов для управления характеристиками диаграмм направленности требуется механическое перемещение сформированной конструкции из метаматериалов.

В данной работе предлагается конструкция активного управляемого метаматериала, который позволяет сформировать реконфигурируемый рефлектор, который способен работать как в прозрачном режиме, так и в режиме формировать направленного излучения.

## 2. КОНСТРУКЦИЯ АНТЕННЫ

Предлагаемая конструкция антенны представляет собой дипольный излучатель, который помещается в кубическую конструкцию, которая формируется из пластин диэлектрика Fr-4 с печатным метаматериалом, который коммутируется за счет p-i-n-диодов – рисунок 1.

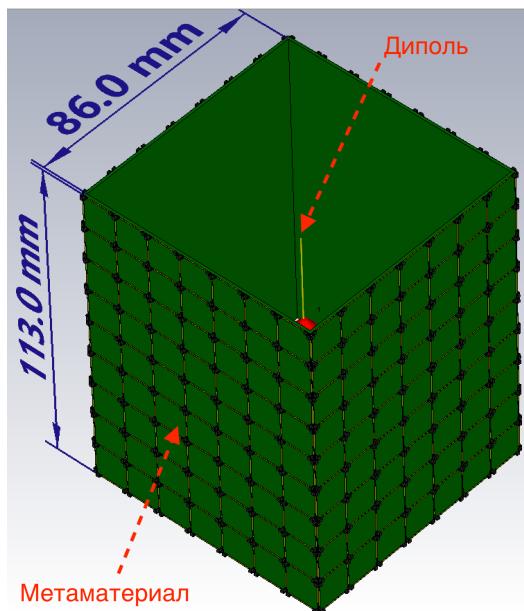


Рис. 1. Вид конструкции антенны с активным метаматериалом.

В рассматриваемом случае диполь разработан для работы на частоте 2 ГГц, так его полная длина 70 мм, материал изготовления – медь. На рисунке 2 приведена ячейка метаматериала с установленными в узлах p-i-n-диодами.

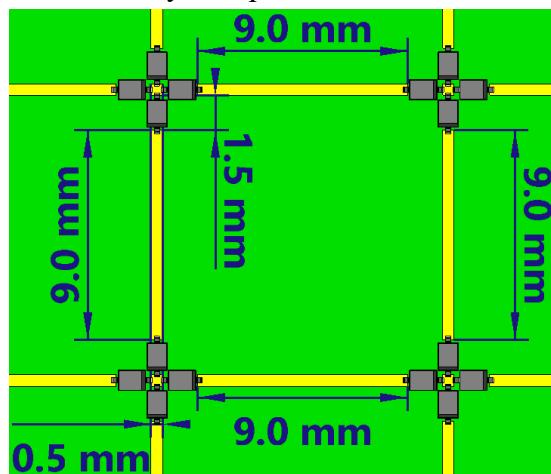


Рис. 2. Вид рисунка печатного метаматериала.

Для обеспечения стабильной работы метаматериала в широком диапазоне частот размер плеча должен соответствовать 1/8 или 1/16 длины волны, так в данном случае длина плеча в 9 мм соответствует 1/16 от длины волны для частоты 2 ГГц. Благодаря этому обеспечивается работа антенны в диапазоне частот от 1 до 3 ГГц. Благодаря использованию pin-диодов возможно обеспечить высокоскоростное переключение пластин метаматериала, что позволяет обеспечить быстрое переключение между режимами работы антенны. Рассмотрим возможные режимы работы предложенной конструкции антенной системы из активного метаматериала и дипольного излучателя.

### 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Благодаря использованию предложенной конструкции антенной системы возможна реализация трех режимов работы: режим прозрачности, формирование плоского рефлектора и формирования уголкового рефлектора. На рисунке 3 приводятся картины электромагнитного поля на частоте 2 ГГц для всех трех случаев.

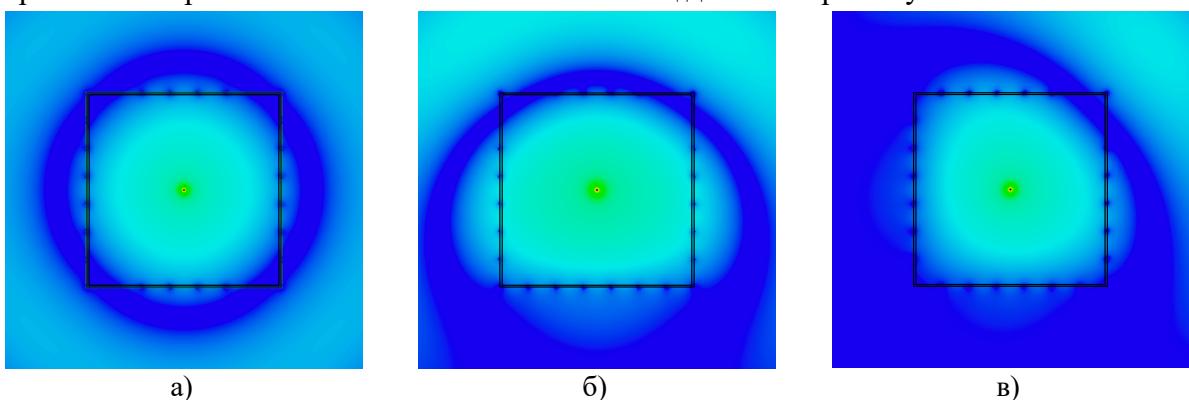


Рис. 3. Картинны электромагнитного поля при различных режимах работы: а) режим прозрачности; б) плоский рефлектор; в) уголковый рефлектор.

Как видно по полученным результатам при отсутствии коммутаций в слоях метаматериала электромагнитная волна проходит через листы метаматериала практически без искажений, так малые искажения возникают в местахстыковки соседних пластин метаматериала; при коммутации слоя метаматериала (рисунок 3-б) возникает направленное излучение, что позволяет повысить направленные свойства антенны, а также обеспечить связь только в одном направлении, при этом направления излучения: 0°, 90°, 180°, 270°; при формировании уголкового отражателя удается сформировать диагональные излучения, которые позволяют обеспечить излучения в направлении: 45°, 135°, 225°, 315°. Таким образом полученные конструкции антенн позволяют реализовать направленные антенны за счет использования метаматериала в качестве активного реконфигурируемого рефлектора.

Рассмотрим диаграммы направленности разработанной антенной системы для всех режимов работы – рисунки 4-6.

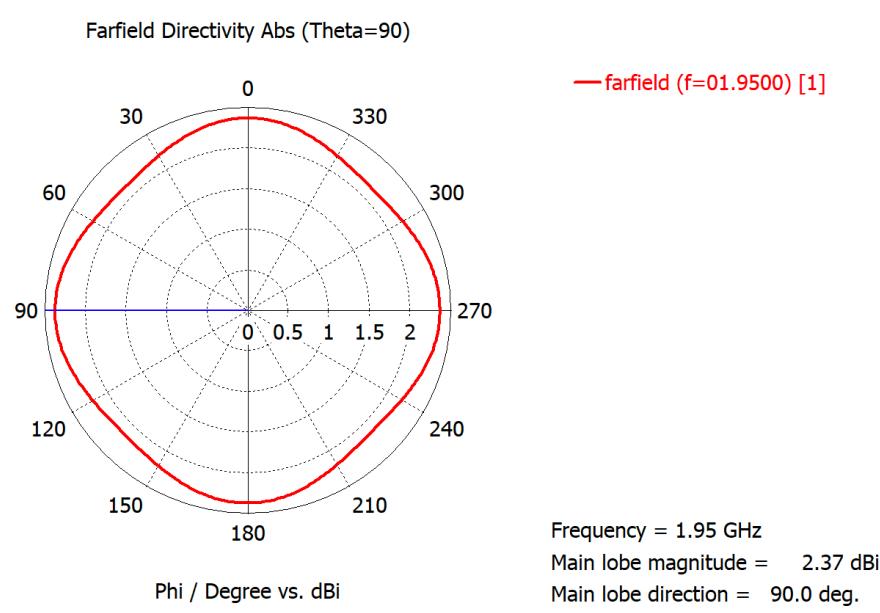


Рис. 4. Диаграмма направленности в прозрачном режиме на частоте 1,95 ГГц.

Как видно по полученной картине удается сформировать всенаправленное излучение в прозрачном режиме, когда отсутствуют коммутации в слоях метаматериала. В рассматриваемом случае максимальный уровень КНД составил 2,37 дБи, но из-за вносимых искажений на углах стыковки пластин метаматериала уровень КНД опускается до 2,14 дБи. Как видно, при прозрачном режиме полученная антенна работает как стандартный полуволновой диполь со всесторонне направленной диаграммой направленности. Рассмотрим случай, когда выполнялась коммутация одного слоя, что приводило к формированию плоского рефлектора для антенны.

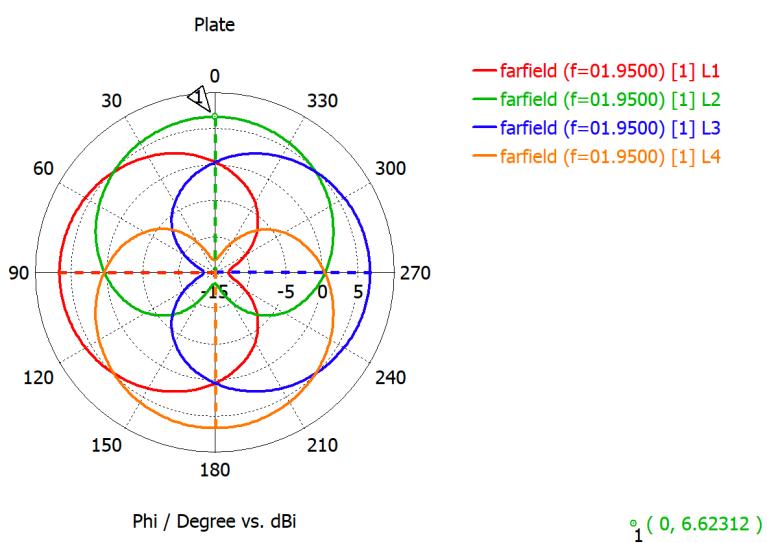


Рис. 5. Диаграммы направленности при формировании плоского рефлектора.

Как видно по полученным результатам формирование плоского рефлектора позволяет сформировать направленное излучение по нормалям: 0°, 90°, 180°, 270°, при этом КНД во всех случаях составляет 6,6 дБи, а ширина главного лепестка по уровню

половины мощности  $118^\circ$ . При этом уровень заднего лепестка не более -13,4 дБи, что позволяет сформировать направленное излучение с хорошим подавлением побочных направлений приема электромагнитных волн. Рассмотрим картины диаграмм направленности при формировании углкового рефлектора.

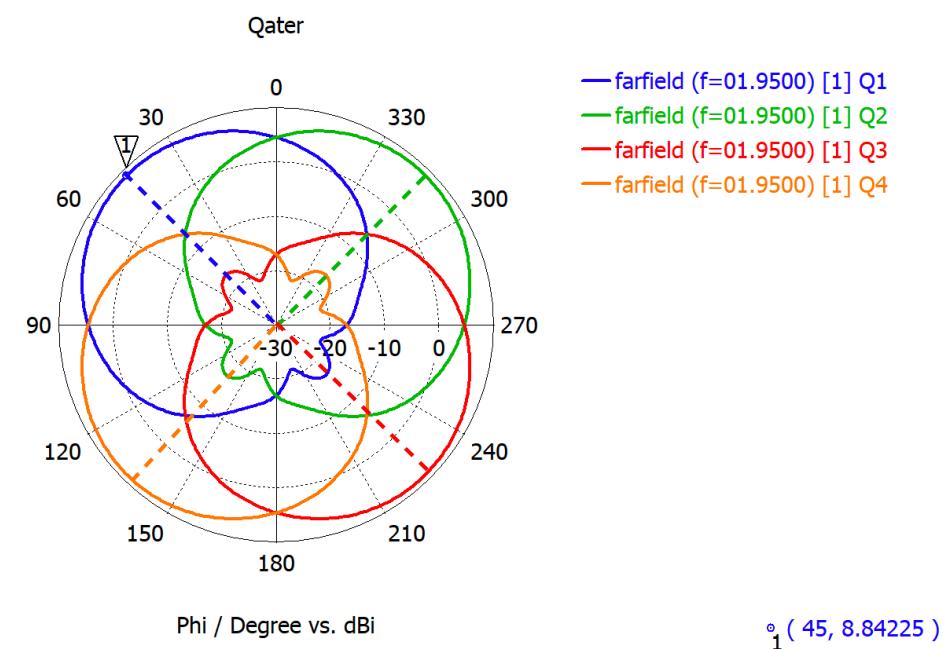


Рис. 6. Диаграммы направленности при формировании углкового рефлектора.

Как видно, при формировании углкового отражателя из метаматериала путем коммутации двух соседних пластин происходит формирование направленного излучения по направлениям:  $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ . КНД во всех рассмотренных случаях составит 8,84 дБи, ширина главного лепестка  $74^\circ$ , задний лепесток при этом подавляется до -17 дБи. Таким образом видно, что полученная антенная система позволяет благодаря свойствам метаматериала сформировать как всенаправленное излучение, так и направленный луч, что позволяет обеспечить связь в направленном режиме. В таблице 1 приводятся характеристики антенной системы в рабочем диапазоне частот от 1,8 до 2,1 ГГц.

Таблица 1. Характеристики диаграмм направленности

Режим рефлектора	Прозрачность	Плоский рефлектор	Углковый рефлектор
КНД, дБи	2,37	6,62	8,84
Направление излучения, $^\circ$	Всенаправленное	0, 90, 180, 270	$45, 135, 225, 315$
КПД не менее, %	90	91	91
Ширина главного лепестка 3 дБ, $^\circ$	---	118	74
ПЗО не менее, дБ	---	18	23,2

Как видно по полученным результатам разработанная конструкция антенны обладает высокой эффективностью и широким диапазоном управления характеристиками антенны от режимов работы до направления излучения.

#### **4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Преимуществом активных антенн является возможность их использования в нескольких режимах, что позволяет оптимизировать конструкцию объектов, на которые требуется установить несколько антенн для различных режимов связи. Рассмотренная в данной работе антенна позволяет объединить в своих характеристиках как всенаправленный излучатель, так и направленную antennную систему. Благодаря возможности быстрой коммутации слоев метаматериала переключение между режимами происходит практически мгновенно, что и позволяет обеспечить многофункциональность предложенной конструкции antennной системы.

#### **5. БЛАГОДАРНОСТИ**

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ для молодых ученых № МК-57.2020.9.

#### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Cho K., Hong S. Design of a VHF/UHF/L-Band Low-Power Active Antenna for Mobile Handsets. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter, 2012, Vol. 11, – pp. 45-48.
2. Zeng Q., Xue Z., Ren W., Li W., Yang S. Beam-steering Lens Antenna Using Two Transmit Arrays at X-band. // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2019, – pp. 1212-1213.
3. Sayanskiy A., Akimov V., Glybovski S. Focusing performance of Luneburg lenses based on a broadband artificial dielectric metamaterial. // 2017 11th International Congress on Engineered Materials Platforms for Novel Wave Phenomena (Metamaterials), 2017, – pp. 304-306.
4. Stevenson R., Sazegar M., Bily A., Johnson M., Kundtz N. Metamaterial surface antenna technology: Commercialization through diffractive metamaterials and liquid crystal display manufacturing. // 2016 10th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS), 2016, – pp. 349-351.

#### **REFERENCES**

1. Cho, K., Hong, S. Design of a VHF/UHF/L-Band Low-Power Active Antenna for Mobile Handsets. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter, 2012, Vol. 11, – pp. 45-48.
2. Zeng, Q., Xue, Z., Ren, W., Li, W., Yang, S. Beam-steering Lens Antenna Using Two Transmit Arrays at X-band. // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2019, – pp. 1212-1213.
3. Sayanskiy, A., Akimov, V., Glybovski, S. Focusing performance of Luneburg lenses based on a broadband artificial dielectric metamaterial. // 2017 11th International Congress on Engineered Materials Platforms for Novel Wave Phenomena (Metamaterials), 2017, – pp. 304-306.
4. Stevenson, R., Sazegar, M., Bily, A., Johnson, M., Kundtz, N. Metamaterial surface antenna technology: Commercialization through diffractive metamaterials and liquid crystal display manufacturing. // 2016 10th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS), 2016, – pp. 349-351.

# РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА РАМОЧНОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЕ

С. А. Коршунов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (АО «СИП РС»), Самара, Россия

**Аннотация.** В работе рассмотрено решение задачи дифракции плоской электромагнитной волны на рамочную антенну. Получены выражения для интегрального представления поля для волны, отраженной от рамочной структуры, и выражения для распределения поверхностной плотности тока на данной структуре.

**Ключевые слова:** рамочная антенна; дифракция электромагнитной волны; интегральное представление поля; поверхностная плотность тока;

## SOLUTION OF THE PROBLEM OF ELECTROMAGNETIC WAVE DIFFRACTION BY A FRAME RADIATING STRUCTURE

S. A. Korshunov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>JSC «Samara innovative business of radio systems» (JSC «SIB RS»), Samara, Russia

**Abstract.** The paper considers the solution to the problem of diffraction of a plane electromagnetic wave by a loop antenna. Expressions are obtained for the integral representation of the field for the wave reflected from the frame structure, and expressions for the distribution of the surface current density on the given structure.

**Keywords:** loop antenna; electromagnetic wave diffraction; integral representation of field; surface current density;

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Актуальной задачей современной радиоэлектроники является обоснованное применение антенн определенной конфигурации в различных устройствах. Большинство современных антенн выполняются в виде микрополосковых линий на СВЧ-диэлектриках, что обусловило их достоинства: малые габариты, технологичность, простота. Тем не менее наибольшее развитие в виду распространенности получили исследования микрополосковых антенн с прямоугольными излучателями, тогда как антенны нестандартной формы также представляют интерес для современной техники.

### 2. ГЕОМЕТРИЯ ЗАДАЧИ

Рассмотрим излучающую структуру «рисунок 1», которая представляет собой идеально проводящую планарную кольцевую узкую рамку с радиусом  $R$  и шириной  $2a$ , расположенную на диэлектрической металлизированной подложке толщиной  $d$ , диэлектрическая проницаемость которой равна  $\epsilon_1$ , а магнитная проницаемость  $\mu_1$ . Данная структура расположена в диэлектрическом полупространстве с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_2$  и магнитной проницаемостью  $\mu_2$ . На рамку под некоторым углом падает плоская поляризованный монохроматическая электромагнитная волна (ЭМВ). Поле падающей волны возбуждает на поверхности рамки электрические токи, распределение которых по кольцевому излучателю формирует электромагнитное поле,

удовлетворяющее уравнениям Максвелла и условию излучения Зоммерфельда. Напряженность электрического поля в каждой точке пространства определяется суммой напряженностей электрического поля падающей и отраженной волн:

$$\vec{E} = \vec{E}^{nad} + \vec{E}^{omp}. \quad (1)$$

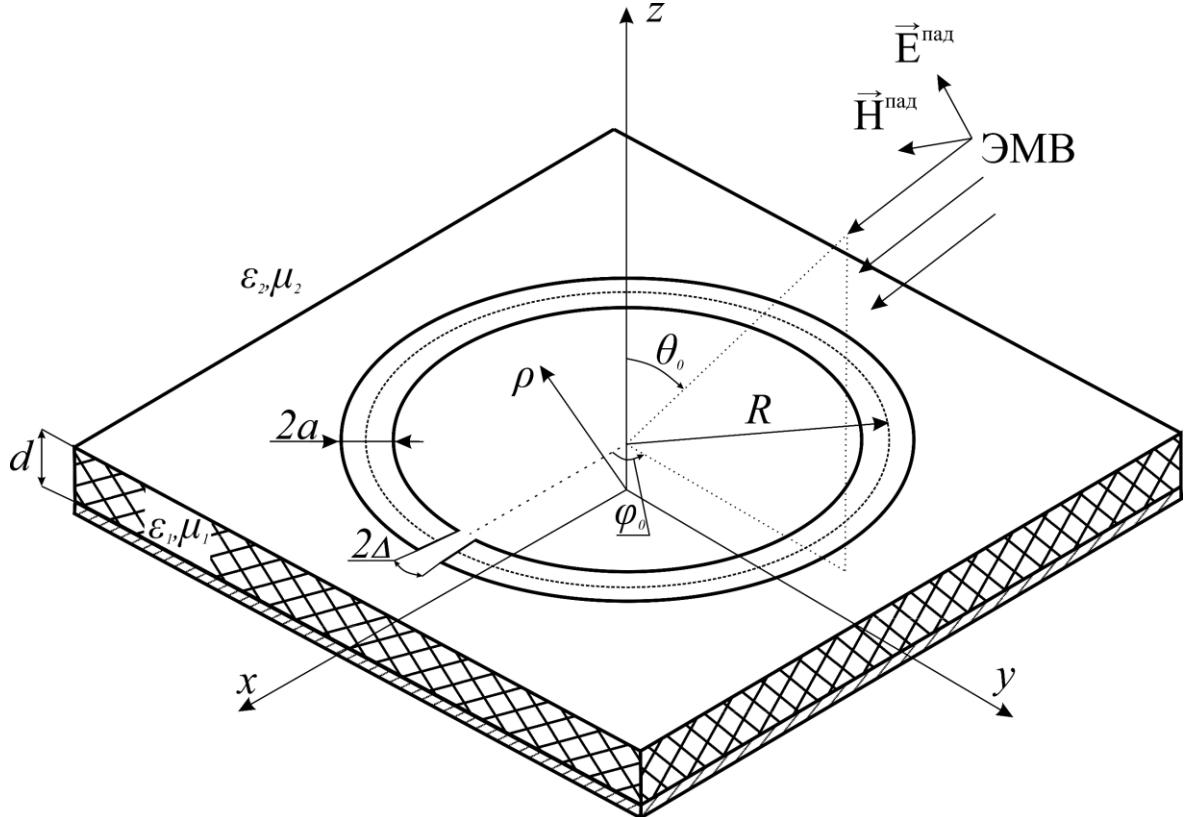


Рис. 1. Геометрия структуры с рамочным излучателем

На поверхности кольцевого излучателя Фурье-образ  $\vec{E}_\tau = \{E_\rho, E_\phi\}$  тангенциальной составляющей напряженности электрического поля  $\vec{E}_\tau$  и Фурье-образ  $\vec{F} = \{F_\rho, F_\phi\}$  поверхностной плотности тока  $\vec{\eta}$  на излучателе связаны через матрицу поверхностных импедансов  $[Z]$  [1]:

$$\begin{bmatrix} E_\rho \\ E_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\rho \\ F_\phi \end{bmatrix}. \quad (2)$$

### 3. ИНТЕГРАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Пусть волна падает на поверхность рамки таким образом, что ее вектор напряженности электрического поля всегда лежит в плоскости  $ZOY$ . Запишем выражения для определения составляющих вектора  $\vec{E}$  в области 1 ( $z < d$ ) и 2 ( $z > d$ ):

$$\begin{aligned} E_{\rho}^{(1,2)}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_0^{\infty} E_{\rho}(h, n, z) J_n(h\rho) h dh, \\ E_{\varphi}^{(1,2)}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_0^{\infty} E_{\varphi}(h, n, z) J_n(h\rho) h dh, \\ E_z^{(1,2)}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_0^{\infty} E_z(h, n, z) J_n(h\rho) h dh. \end{aligned}$$

С помощью матрицы поверхностных импедансов (2) выразим Фурье-образы напряженности электрического поля через Фурье-образы поверхностной плотности тока. Применяя обратное преобразование Фурье можно записать выражение для напряженности электрического поля в верхней полуплоскости ( $z > d$ ) по продольной для рамки координате:

$$\begin{aligned} E_{\varphi}^{omp}(\rho, \varphi, z) &= \int_0^{2\pi R+a} \int_{R-a}^{\rho} \eta_{\rho}(\rho', \varphi') Z_{\rho\varphi}^{(2)}(\rho', \varphi'; \rho, \varphi, z) d\rho' d\varphi' + \\ &+ \int_0^{2\pi R+a} \int_{R-a}^{\rho} \eta_{\varphi}(\rho', \varphi') Z_{\varphi\varphi}^{(2)}(\rho', \varphi'; \rho, \varphi, z) d\rho' d\varphi', \end{aligned} \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} Z_{\rho\varphi}^{(2)}(\rho', \varphi'; \rho, \varphi, z) &= \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_0^{\infty} Z_{21} \frac{e^{-ir_2 z}}{e^{-ir_2 d}} J_n(h\rho) h \times \\ &\times \exp(-in\varphi') J_n(h\rho') \rho' dh, \\ Z_{\varphi\varphi}^{(2)}(\rho', \varphi'; \rho, \varphi, z) &= \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in\varphi) \int_0^{\infty} Z_{22} \frac{e^{-ir_2 z}}{e^{-ir_2 d}} J_n(h\rho) h \times \\ &\times \exp(-in\varphi') J_n(h\rho') \rho' dh. \end{aligned}$$

### 4. ИНТЕГРАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ

В связи с тем, что стороннее электрическое поле имеет только азимутальную составляющую, и полосковый проводник является достаточно узким, то поперечной составляющей плотности тока можно пренебречь  $\eta_{\rho} = 0$  [2]. Учитывая это и выражения (1) и (3) получим:

$$-E_{\varphi}^{na\partial}(\rho, \varphi, z) = \int_0^{2\pi R+a} \int_{R-a}^{\infty} \eta_{\varphi}(\rho', \varphi') G(\rho', \varphi', \rho, \varphi) \rho' d\rho' d\varphi',$$

где

$$G(\rho', \varphi', \rho, \varphi) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(in(\varphi - \varphi')) \int_0^{\infty} Z_{22}(n, h) J_n(h\rho) J_n(h\rho') h dh,$$

$$E_{\varphi}^{na\partial}(\rho, \varphi, z=d) = E_0 e^{-ik d \cos \theta_0 + ik \rho \sin \varphi \sin \theta_0} \cos \theta_0,$$

что позволяет перейти к интегральному уравнению для нахождения тока, возбуждаемого ЭМВ на рамке.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе было рассмотрено решение задачи дифракции плоской ЭМВ на планарной рамочной структуре, лежащей на металлизированном диэлектрике. Получено интегральное представление поля позволяющее перейти к интегральному уравнению для определения поверхностной плотности тока при возбуждении рамки падающей волной.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Неганов В.А. Полосково-щелевые структуры сверх- и крайневысоких частот / Неганов В.А., Нефедов Е.И., Яровой. Г.П. – М: Наука. Физматлит, 1996. – 304 с.
2. Дементьев А.Н., Клюев Д.С., Неганов В.А., Соколова Ю.В. Сингулярные и гиперсингулярные интегральные уравнения в теории зеркальных и полосковых антенн / Под редакцией Д.С. Клюева. – М.: Радиотехника, 2015. – 216 с.

## REFERENCES

1. Neganov, V. A. Stripe-slot structures of ultra- and extremely high frequencies. M.: Science. Physmathlit, 1996. – 304 p.
2. Dementyev, A. N., Klyuev, D.S., Neganov, V. A., Sokolova, Y.V. Singular and hypersingular integral equations in the theory of reflector and strip antennas / Edited by Klyuev D.S. – M.: Radio engineering, 2015. – 216 p.

## СКАНИРУЮЩИЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЛЯ РЕТРАНСЛЯТОРОВ СВЯЗИ НА ВЫСОКОПОДНЯТЫХ АЭРОСТАТНЫХ ПЛАТФОРМАХ

Д.Ю. Крюков<sup>1</sup>, Ю.Г. Пастернак<sup>1,2,3</sup>, В.А. Пендурин<sup>3</sup>, И.В. Попов<sup>4</sup>, В.И. Штефан<sup>5</sup>

<sup>1</sup>Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

<sup>2</sup> ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

<sup>3</sup>АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Россия

<sup>4</sup>АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

<sup>5</sup>АО «ВНИИ «Вега», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Разработаны варианты сверхширокополосного симметричного и микрополоскового антенных элементов структуры фазированных антенных решеток. На базе симметричного элемента разработана конструкция фазированной антенной решетки с коммутационным сканированием в диапазоне углов от 0 до 360°, состоящая из 4-х секторов, установленных по сторонам квадрата. Каждый сектор обеспечивает коммутационное сканирование по азимуту (горизонтали) в пределах 90°. Коэффициент составляет 20-23 дБи в диапазоне рабочих частот 5.6-6.2 ГГц. На основе микрополоскового элемента спроектирована альтернативная фазированная антенная решетка с коммутационным сканированием в диапазоне углов от 0 до 360°, состоящая из шести секторов, установленных по сторонам шестиугольника. Каждый сектор, в этом случае, реализует коммутационное сканирование по азимуту (горизонтали) в пределах 60° и обеспечивает формирование одновременно двух лучей в диапазоне частот 5.6-6.2 ГГц. Для запитки излучателей обоих типов полотен фазированных антенных решеток использовалась диаграммообразующая схема на основе линзы Ротмана. Исследованы особенности размещения макетов антенн на аэростатной платформе. Разработана технология электронной ориентации и стабилизации диаграммы направленности фазированной антенной решетки посредством измерения координат источников излучений элементов антенных решеток при помощи электронных карт и аппаратуры спутниковой навигации GPS/ГЛОНАСС.

**Ключевые слова:** фазированная антенная решетка, аэростат, ретранслятор.

## SCANNING ANTENNA ARRAYS FOR COMMUNICATION REPEATERS ON HIGH-LIFTED AEROSTAT PLATFORMS

D.Yu. Kryukov<sup>1</sup>, Yu.G. Pasternak<sup>1,2,3</sup>, V.A. Pendyurin<sup>3</sup>, I.V. Popov<sup>4</sup>, V.I. Shtefan<sup>5</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russian Federation

<sup>2</sup>MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russian Federation

<sup>3</sup>JSC «Automated communication systems», Voronezh, Russian Federation

<sup>4</sup>JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

<sup>5</sup>JSC «Voronezh research institute «Vega», Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** Versions of ultra-wideband symmetric and microstrip antenna elements of the structure of phased antenna arrays have been developed. On the basis of a symmetrical element, the design of a phased antenna array with switching scanning in the range of angles from 0 to 360° is developed, consisting of 4 sectors installed on the sides of the square. Each sector provides azimuth (horizontal) switching scanning within 90°. The coefficient is 20-23 dBi in the range of operating frequencies 5.6-6.2 GHz. On the basis of the microstrip element, an alternative phased antenna array with switching scanning in the range of angles from 0 to 360° is developed, consisting of six sectors installed on the sides of the hexagon. Each sector, in this case, implements azimuth (horizontal) switching scanning within 60° and ensures the formation of two beams simultaneously in the frequency range 5.6-6.2 GHz. To power the emitters of both types of sheet of phased antenna arrays, a diagram-forming circuit based on

the Rothman lens was used. Features of antenna layout placement on balloon platform were investigated. The technology of electronic orientation and stabilization of the directional pattern of the phased antenna array was developed by measuring the coordinates of radiation sources of antenna array elements using electronic maps and GPS/GLONASS satellite navigation equipment.

**Keywords:** phased antenna array, aerostat, repeater.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Радиорелейная связь занимает важное место в создании информационно-телекоммуникационной инфраструктуры в системах военного и гражданского назначений. Современные радиорелейные линии связи позволяют организовать высокоскоростные каналы, обеспечивающие эффективное функционирование беспроводных транспортных сетей с передачей всех видов трафика (голосовые сообщения, видеоизображения, пакетная передача данных и др.) в реальном масштабе времени. Применение радиорелейных линий связи для обеспечения информационного обмена в системе связи и управления тактического звена, позволяет оперативно реагировать на изменения обстановки на поле боя, динамично менять структуру системы связи, совершенствовать способы построения и режимы функционирования.

При анализе современных систем радиорелайной связи была рассмотрена система связи тактического звена RF-7800W-OU440 фирмы HARRIS (США). Данная система предназначена для организации высокоскоростной связи на поле боя тактического звена, как типа «точка-точка», так и «многоточечных» соединений. Она обеспечивает передачу данных, голоса, видеоизображения, организацию видеоконференций, на основе высокоскоростного радио-Ethernet интерфейса с сетевым интернет протоколом (IP).

Диапазон рабочих частот 4.4-5 ГГц. В этом диапазоне могут быть образованы каналы передачи данных с шириной полосы 10, 20, 40 МГц для режима «точка-точка» и с шириной полосы 10, 20 МГц для режима «многоточечных» соединений.

В России, компанией АО «НПФ «Микран», разработана цифровая ЦРРС МИК-РЛ5ВРМ, предназначенная для организации цифровых радиорелайных линий и систем связи специального назначения, ориентированных на применение на подвижных объектах и эксплуатации в полевых условиях. Отличительной особенностью ЦРРС МИК-РЛ5ВРМ является полнодиапазонное приемо-передающее устройство, перекрывающее диапазон частот 4.4-5.0 ГГц, что позволяет оперативно развертывать сети связи и минимизировать количество возимого оборудования. В состав выносного оборудования входят антенное устройство зеркального или панельного типа с опорно-поворотным устройством, полнодиапазонное приемо-передающее устройство (ППУ), СВЧ-кабель для соединения антенны с ППУ и симметричный электрический кабель снижения для соединения ППУ с внутренним оборудованием. Пропускная способность данного изделия составляет 2.45-78.4 Мбит/с, реализованы возможности программного изменения скорости, полосы и модуляции, совместной передачи трафика TDM (временное мультиплексирование) и Ethernet, частичного резервирования трафика.

Поиск решений по повышению полноты покрытия и качества функционирования рассмотренных выше систем радиорелейной связи показал, что одним из рациональных путей решения этой задачи является развертывание ретрансляторов связи на летно-подъемных средствах. В настоящее время известны различные типы ретрансляционных устройств, размещаемых в самолетах, вертолетах, дирижаблях и аэростатах. В работах [1-2] представлен высокомобильный вертолетный унифицированный комплекс ретрансляции, позволяющий организовать два независимых симплексных канала ретрансляции телефонной или телекодовой информации в диапазоне 30-400 МГц и обеспечивающий одновременную работу двух приемопередающих радиостанций на одну широкополосную антенну диапазона 100-400 МГц. По заверениям авторов, такой вертолетный ретрансляционный комплекс позволяет увеличить дальность связи до 350 км. Наиболее эффективно применение такого вертолетного унифицированного комплекса ретрансляции в зонах локальных конфликтов, при проведении аварийно-спасательных работ, ретрансляции сигналов автоматического зависимого наблюдения от низколетящих вертолетов или наземных подвижных объектов в условиях гористой, холмистой или труднодоступной местности, не имеющей инфраструктуры связи. Существенным недостатком ретрансляторов на базе вертолетов является их высокая эксплуатационная стоимость.

Дальнейший анализ литературных источников показал, что одним из возможных направлений совершенствования системы связи может стать система беспроводной связи с использованием потенциальных возможностей высотно-поднятых ретрансляторов связи, носителями которых могут стать аэростатные платформы. Несмотря на то, что ретрансляторы на базе дирижаблей и аэростатов могут иметь определенные ограничения по аэрометеорологическим условиям подъема, большие массогабаритные характеристики средств подъема и газообеспечения, они находят широкое применение в современных радиотехнических системах в качестве летно-подъемных механизмов для антенно-фидерных устройств. Важно также отметить, что под действием ветровых нагрузок аэростат может перемещаться внутри конуса с вершиной в точке крепления привязного троса. Это приводит к необходимости создания системы стабилизации положения антенных устройств ретранслятора в пространстве (вертикальная и азимутальная стабилизация). Тем не менее, беспилотные аэростаты и дирижабли, оснащенные бортовым комплексом ретрансляторов радиорелейной связи способны не только подниматься на большие высоты, но и находиться там продолжительное время, что является неоспоримым преимуществом перед аэроплатформами на базе вертолетов и самолетов.

В работах [3-4] приведены технические решения по построению ретранслятора радиосвязи на привязном аэростате, предназначенного для обеспечения связи и ретрансляции информации в автоматизированных информационных системах общего назначения для радиообмена с удаленными подвижными и стационарными объектами. Ретранслятор связи [3], содержит аэростат с бортовыми средствами связи и кабель-канат, имеющий в своем составе жилы для электропитания бортовых средств связи и систем аэростата. Бортовые средства связи такого ретранслятора включают

радиорелейные станции диапазонов МВ, ДМВ и СВЧ с антеннами, и базовую станцию широкополосного радиодоступа. Однако в работах [3-4] отсутствуют какие-либо конструктивные характеристики применяемых антенно-фидерных устройств и сведения о применяемых системах их стабилизации.

В работе [5] описан аэромобильный комплекс сотовой связи, диспетчирования и мониторинга. Передача сигнала осуществляется на частоте 2.4 ГГц в рамках стандарта IEEE 802.11b, обеспечивая зону покрытия диаметром 50–70 км. Вертикальная стабилизация положения антенн достигается путем расположения каркаса крепления антенн на титановом сферическом подшипнике с демпфирующим устройством для гашения колебаний. Для азимутальной стабилизации используется программно-технический комплекс на основе микропроцессора, электронного компаса и серверного двигателя.

Зарубежными специалистами также активно ведутся исследования в области применения аэростатных платформ для систем связи, телекоммуникаций и радиомониторинга. Авторы работы [6] предлагают использовать аэростаты в качестве платформ для размещения всенаправленных антенн-ретрансляторов с целью предоставления беспроводного доступа в Интернет по стандарту 802.11b (Wi-Fi) для удаленных и труднопроходимых сельских районов. Проведенные авторами экспериментальные исследования подтверждают возможность устойчивой связи на расстояниях до 7 км (средние значение мощности принятых пилотных сигналов составляет -81 дБмВт) при подъеме аэростатной платформы на высоту порядка 100 м. В работе [7] представлен инновационный высокоподнятый аэростатный ретранслятор, работающий на солнечных батареях. Он обеспечивает беспроводной абонентский доступ в Интернет с помощью антенны 5G MIMO. Технология WiFiaaS («Wi-Fi as a Service» или «Wi-Fi как услуга») использует антенну 5G MIMO для адаптированного формирования луча и, как следствие, увеличения ширины зоны покрытия в диапазоне 28 ГГц (при полосе пропускания 100 МГц) с одновременным снижением энергопотребления. Таким образом, уникальные свойства высокоподнятых аэростатных платформ, такие как охват большой территории, мобильность развертывания и экономическая привлекательность позволяют утверждать о их приоритетном использовании в качестве ретрансляторов радиорелейной системы связи. При этом целью настоящей работы является исследование и разработка фазированных антенных решеток (ФАР) для бортового комплекса ретрансляторов связи, а также вариантов построения систем связи с использованием ретрансляторов на летно-подъемных средствах аэростатного базирования. Кроме того, в работе представлена технология электронной ориентации и стабилизации ДН ФАР в пространстве с использованием координат источников излучений элементов антенных решеток при помощи электронных карт и аппаратуры спутниковой навигации.

## **2. АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СТРУКТУРЫ ФАР**

При выборе антенных элементов, для применения в составе ФАР бортового комплекса ретрансляторов связи, были сформированы следующие требования:

- соответствовать диапазону рабочих частот 5.6-6.2 ГГц;
- иметь минимально возможные массу и габаритные размеры;
- технологичность в изготовлении (например, возможность изготовления с использованием технологии производства печатных плат);
- иметь ширину угла диаграммы направленности в горизонтальной плоскости не менее  $110^\circ$ , для реализации сектора сканирования шириной  $90^\circ$ .

При анализе возможных вариантов антенных элементов, было выяснено, что одним из удовлетворяющих перечисленным выше требованиям является симметричный сверхширокополосный антенный элемент, представленный на рисунке 1.

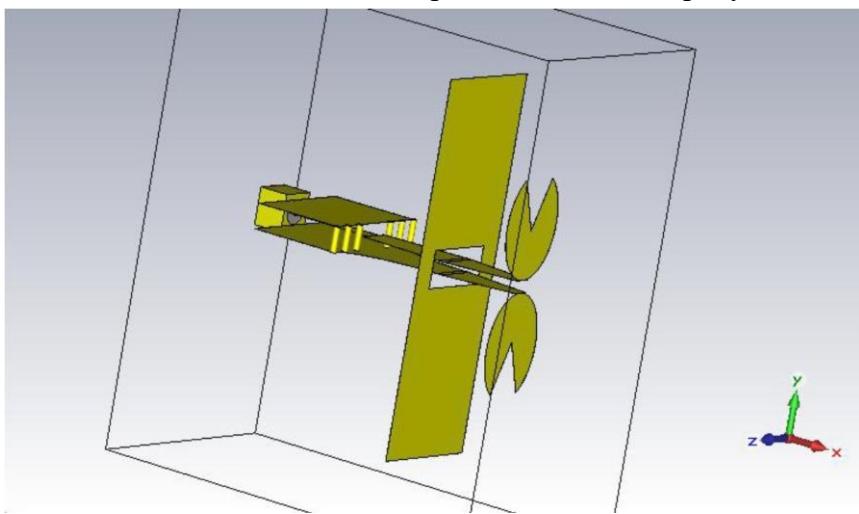


Рис. 1. Конструкция симметричного сверхширокополосного антенного элемента  
(на рисунке не показаны диэлектрические слои конструкции)

При этом, конструкция симметричного сверхширокополосного антенного элемента такова, что она может быть выполнена на многослойной печатной плате. Основные преимущества при использовании предлагаемого симметричного сверхширокополосного антенного элемента:

- малые массогабаритные характеристики;
- возможность изготовления на многослойной печатной плате, что обеспечит высокую технологичность и, как следствие, эффективное массовое производство за счет повторяемости размеров;
- низкая стоимость изготовления;
- высокая устойчивость к климатическим и механическим воздействиям.

Симметричный антенный элемент был спроектирован на фольгированном диэлектрике (материал Rogers 4003 толщиной 0.406 мм). Он также имеет специальный вырез треугольной формы, компенсирующий искажения диаграммы направленности (ДН) в вертикальной плоскости в высокочастотной области.

Для определения частотных свойств симметричного сверхширокополосного антенного элемента и характеристик ДН было проведено электродинамическое моделирование, которое осуществлялось с использованием метода конечных интегралов Вейланда [8]. Результаты моделирования на различных частотах приведены на рисунке 2.

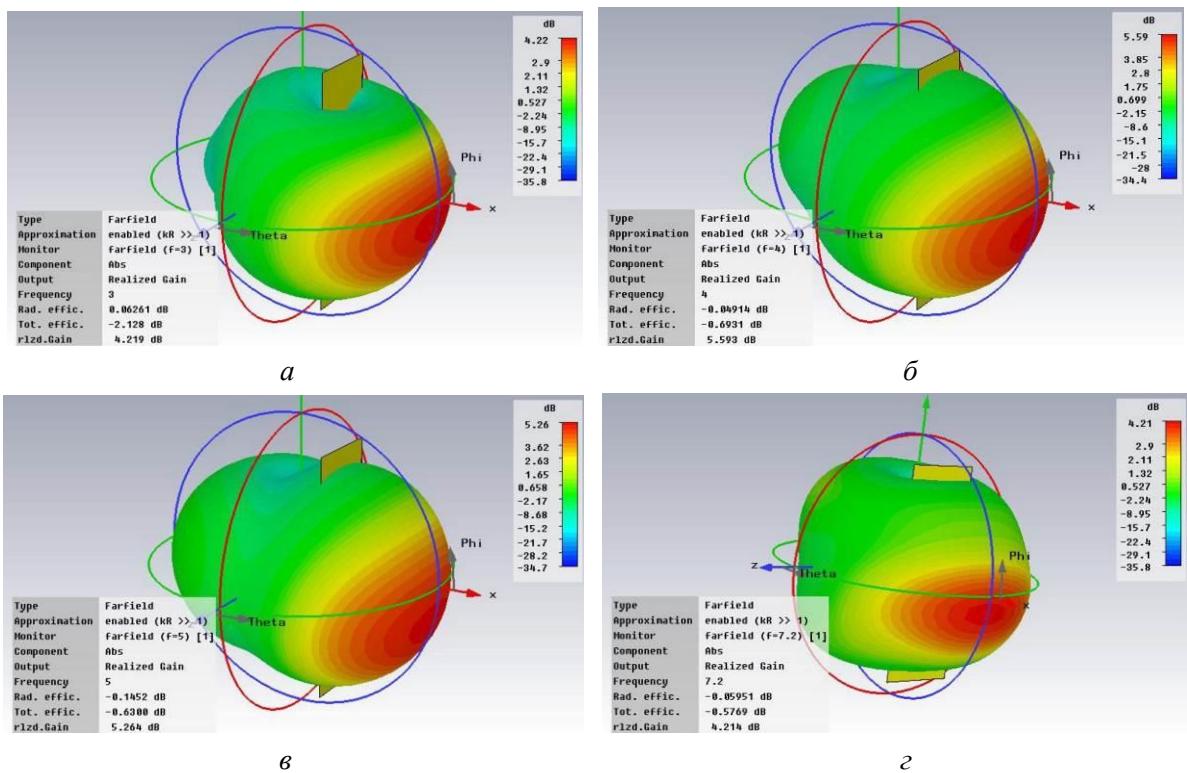


Рис. 2. Объемная диаграмма направленности симметричного элемента в составе линейной АР:  
а – на частоте 3 ГГц; б – на частоте 4 ГГц; в – на частоте 5 ГГц; г – на частоте 7.2 ГГц

Численные характеристики симметричного сверхширокополосного антенного элемента, полученные в ходе электродинамического моделирования представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты моделирования симметричного сверхширокополосного антенного элемента

Частота, ГГц	Коэффициент усиления, дБи	Ширина угла ДН в горизонтальной плоскости, °
3	4.219	122
4	5.593	120
5	5.264	120
7.2	4.214	122

Полученные результаты (рисунок 2, таблица 1) свидетельствуют о соответствии предложенного антенного элемента перечисленным выше требованиям и возможности его применения в составе ФАР бортового комплекса ретрансляторов связи.

### 3. РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИЙ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОПОЛОГИИ ПОЛОТЕН ФАР

На базе рассмотренного в предыдущем разделе симметричного сверхширокополосного антенного элемента авторами была проведена разработка и моделирование различных топологий полотен ФАР. Так, вследствие углубленной проработки конструкции и полученным результатам моделирования ФАР было установлено, что для достижения коэффициента усиления в 22 дБи необходима ФАР с

количеством элементов 18x4 (рисунок 3), всего 72 элемента. Шаг антенных элементов такой антенной решетки в Н-плоскости составляет 25.5 мм, в E-плоскости – 31 мм. Количество лучей – 12 штук.

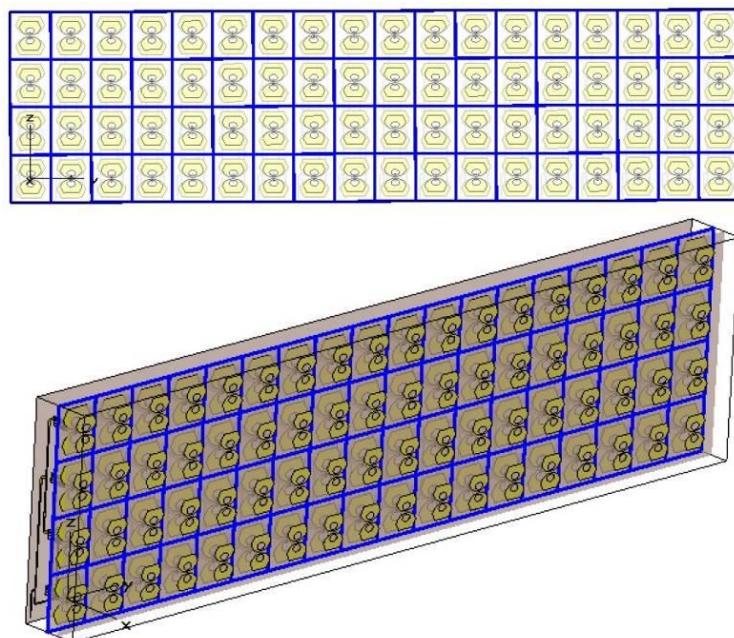


Рис. 3. Полотно ФАР с 72 элементами, расположенными в матрице 18x4 (вид спереди)

На рисунке 4 изображен увеличенный фрагмент полотна ФАР, на переднем плане которого расположена плата директоров, далее следует плата вибраторов, которая через симметрирующие трансформаторы соединена с платой фидеров.

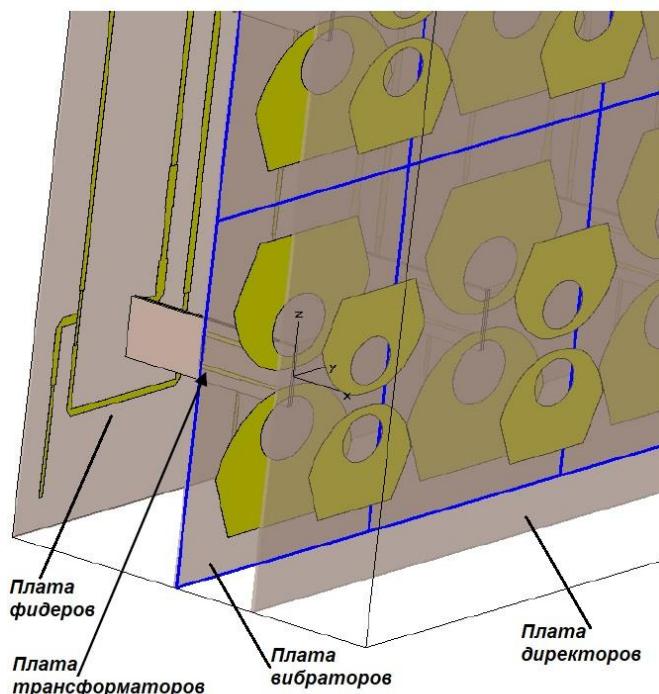


Рис. 4. Увеличенный фрагмент полотна ФАР с 72 элементами, расположенными в матрице 18x4 (вид спереди)

На рисунке 5 представлены результаты электродинамического моделирования частотных характеристик луча 2 ФАР (18x4, 5.6-6.2 ГГц). Для запитки излучателей использовалась диаграммообразующая схема на основе линзы Ротмана, изготовленная по микрополосковой технологии [9-11]. Главное преимущество линзы Ротмана заключается в ее широкополосности, поскольку она позволяет реализовать независимое от частоты качание луча. Полоса частот при этом ограничивается только полосой пропускания элементов линзы, а не согласованием импеданса между излучателями и соединительными линиями передачи. Линза Ротмана также позволяет одновременно использовать множество лучей для формирования главного луча. Другое преимущество линзы Ротмана связано с возможностью изменения фазы независимо от частоты, что, в свою очередь, позволяет не использовать в конструкциях диаграммообразующих схем дорогостоящие фазовращатели. Кроме того, линзы Ротмана конструктивно просты и характеризуются компактными размерами, поэтому они весьма привлекательны для использования при электронном сканировании [11].

К недостаткам линз Ротмана следует отнести наличие отражения излучения от боковых стенок, взаимное влияние соседних входов друг на друга (приводит к ослаблению выходного луча и искажениям ДН), а также высокий уровень боковых лепестков (УБЛ). Для устранения первого недостатка боковые стенки проектируют таким образом, чтобы минимизировать излучение от них, в частности, для этого вводят набор входов, состоящих из согласованных нагрузок, называемых фиктивными (балластными) портами [10].

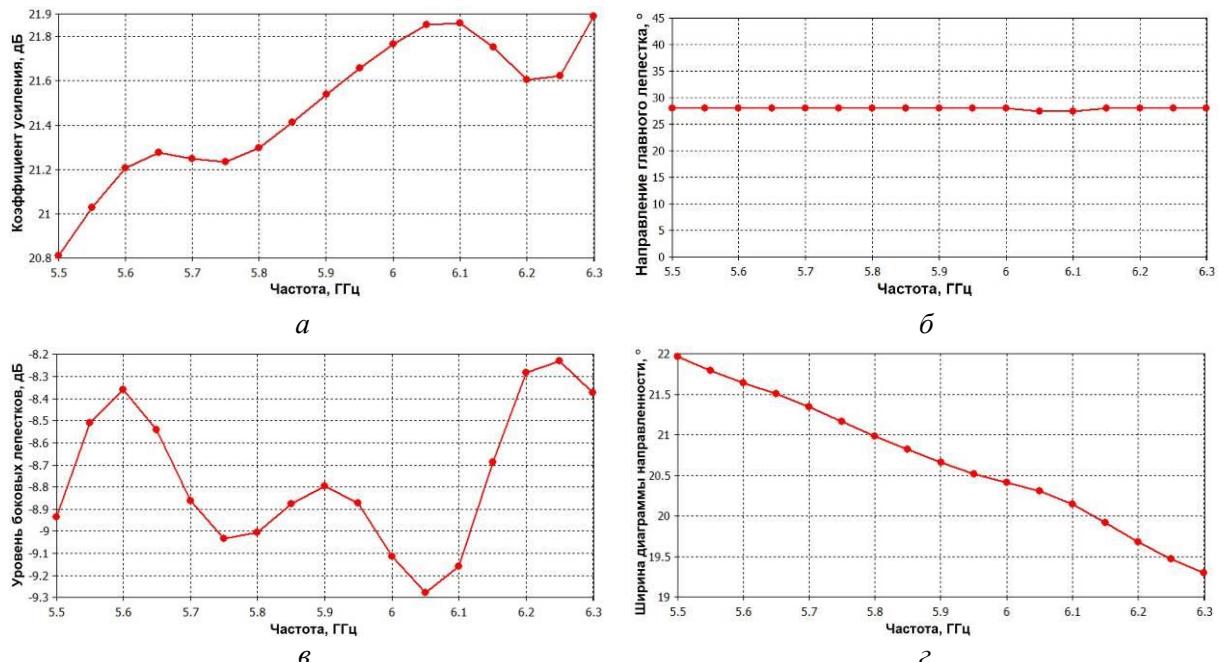


Рис. 5. Частотные зависимости луча 2 от: *а* – коэффициента усиления (КУ); *б* – направления главного лепестка ДН; *в* – УБЛ ДН в *H*-плоскости; *г* – Ширины ДН в *E*-плоскости

На рисунке 6 изображены ДН луча 2 в *H*-плоскости (*а*) и *E*-плоскости (*б*) при возбуждении на частоте 5.9 ГГц.

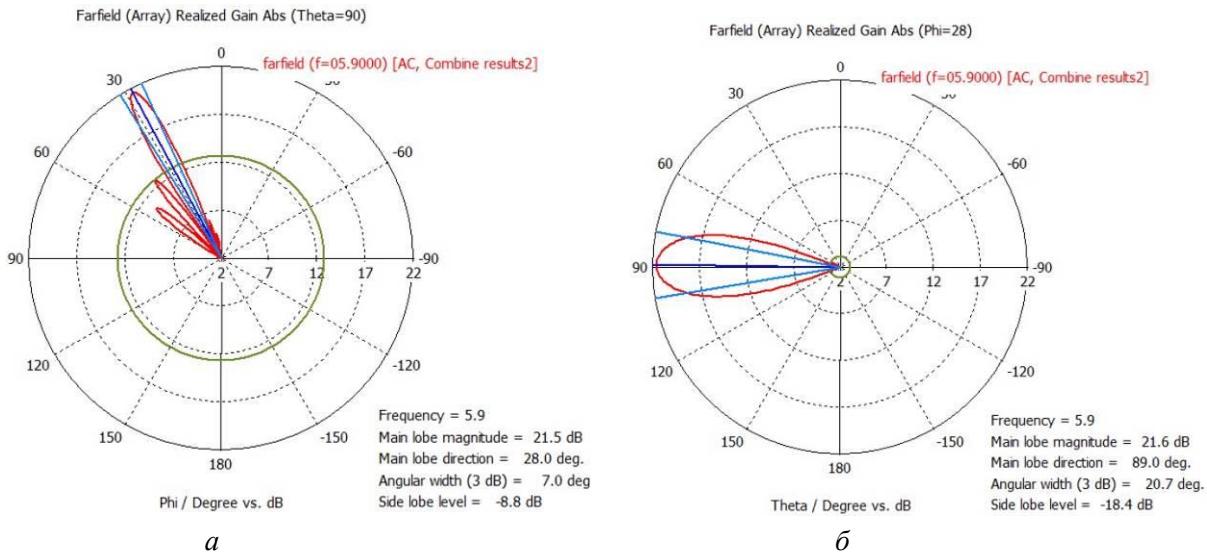


Рис. 6. Направления главного лепестка ДН луча 2: *а* – в *H*-плоскости; *б* – в *E*-плоскости

На рисунке 7*а* представлены ДН ФАР в горизонтальной (*H*-) плоскости при возбуждении на частоте 5.9 ГГц. Следует отметить, что направление максимума ДН в горизонтальной (*H*-) плоскости для лучей 1-6 меняется в пределах 30°. Ширина ДН при этом остается постоянной для всех лучей и составляет порядка 6-8° (рисунок 6*б*). Ширина ДН в вертикальной (*E*-) плоскости также остается постоянной для всех лучей 1-6 и составляет 21°. На рисунке 7*б* также приведены результаты моделирования активного коэффициента отражения излучателей при угле сканирования 42°.

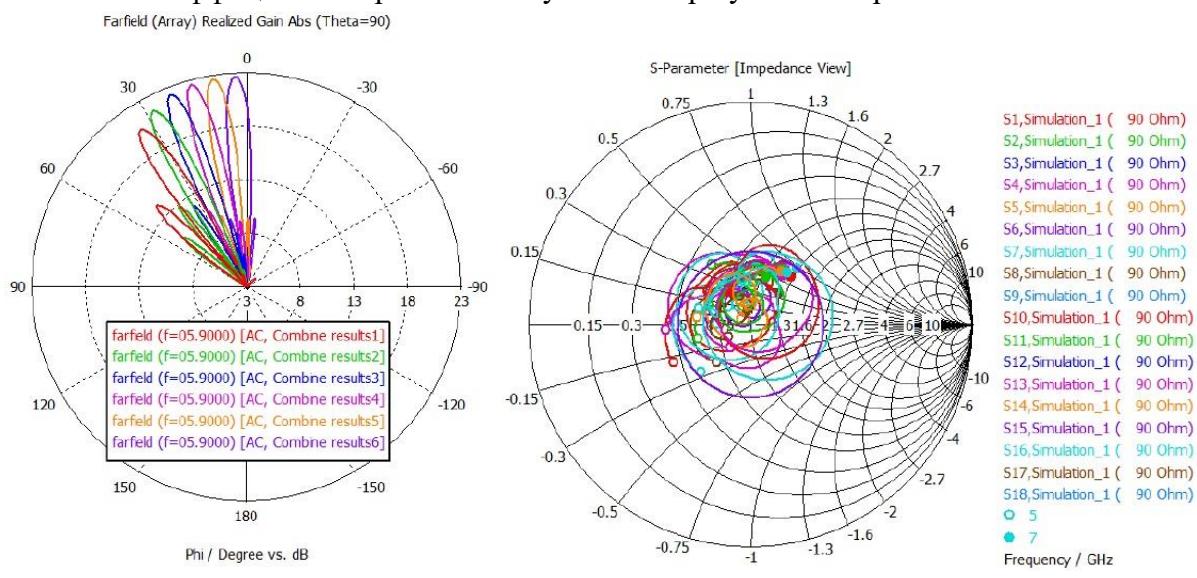


Рис. 7. Частотные характеристики излучателей ФАР: *а* – ДН лучей с 1 по 6 на частоте 5.9 ГГц; *б* – активный коэффициент отражения излучателей при угле сканирования 42°

В ходе моделирования учитывались потери в линзе Ротмана, взаимное влияние излучателей ФАР (без учета потерь в фидерах и суммирующих цепях), фактор решетки, коэффициент полезного действия (КПД) излучателей, сканирующие импеданс и ДН излучателей, а также амплитудная и фазовая неравномерность.

После проведения исследований и изготовления макетов были получены следующие результаты:

- разработана ФАР с коммутационным сканированием в диапазоне углов 0-360°, состоящая из 4-х секторов, установленных по сторонам квадрата;
- каждый сектор представляет собой линейную плоскую антеннную решетку матричного формата 18x4 антенных элементов (рисунок 3);
- каждый сектор обеспечивает коммутационное сканирование по азимуту (горизонтали) в пределах 90°;
- в качестве диаграммообразующей схемы выбрана пассивная схема на основе линзы Ротмана с коммутацией луча. Количество лучей в пределах сектора 90° составляет – 12 штук, время коммутации луча – 100 нс;
- диапазон рабочих частот 5.6-6.2 ГГц;
- коэффициент усиления антенной решетки (сектора) составляет 20-23 дБи;
- ширина луча в азимутальной плоскости в пределах 6.2-8.1°;
- ширина луча в угломестной плоскости в пределах 19.5-22.1°.

#### **4. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СКАНИРУЮЩИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ЭЛЕМЕНТА С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СВЯЗЬЮ ЧЕРЕЗ ОТВЕРСТИЕ В ЭКРАННОЙ ПЛОСКОСТИ**

В результате изготовления макетов ФАР с описанной выше топологией было установлено, что сборка таких антенных систем в промышленных масштабах потребует создания технологии, учитывающей высокую трудоемкость установки симметрирующих трансформаторов между платами вибраторов и платой фидеров. Вместе с тем, было принято решение об изменении архитектуры ФАР: перейти от четырехгранной формы – то есть четыре сектора ФАР, установленных на сторонах квадрата (каждый сектор имеет диапазон углов сканирования 90°), к шестигранной форме – шесть секторов, установленных на сторонах шестигранника (каждый сектор имеет диапазон углов сканирования 60°). Также была введена необходимость обеспечить одновременное формирование двух лучей с каждого из шести секторов ФАР, что позволяет одновременно организовать сканирование двенадцатью лучами в диапазоне 360°.

В связи с обозначенными обстоятельствами был проведен анализ возможных вариантов антенных элементов, удовлетворяющих всем перечисленным требованиям. В качестве одного из вариантов был рассмотрен микрополосковый антенный элемент с возбуждением электромагнитной связью через отверстие в экранной плоскости.

Конструкция микрополоскового антенного элемента такова, что она может быть выполнена на многослойной печатной плате. Основные преимущества при использовании микрополоскового антенного элемента:

- малые массогабаритные характеристики;
- возможность изготовления на многослойной печатной плате, что обеспечит высокую технологичность и, как следствие, поточность производства за счет повторяемости размеров;

- надежность конструкции.

На рисунке 8 приведена структура ФАР на основе микрополосковых антенных элементов с последовательным возбуждением, выполненных на двух печатных платах. На одной плате расположены директоры в виде квадратов из медной фольги, вторая плата имеет два слоя металлизации. На верхнем слое, обращенном к директорам (рисунок 8 $a$ ), в металле вырезаны щели в виде литер «Н»; на обратной стороне платы (рисунок 8 $b$ ) напротив щелей расположены вертикальные микрополосковые проводники, возбуждающие излучатели за счет имеющейся электромагнитной связи через отверстия в экранной плоскости.

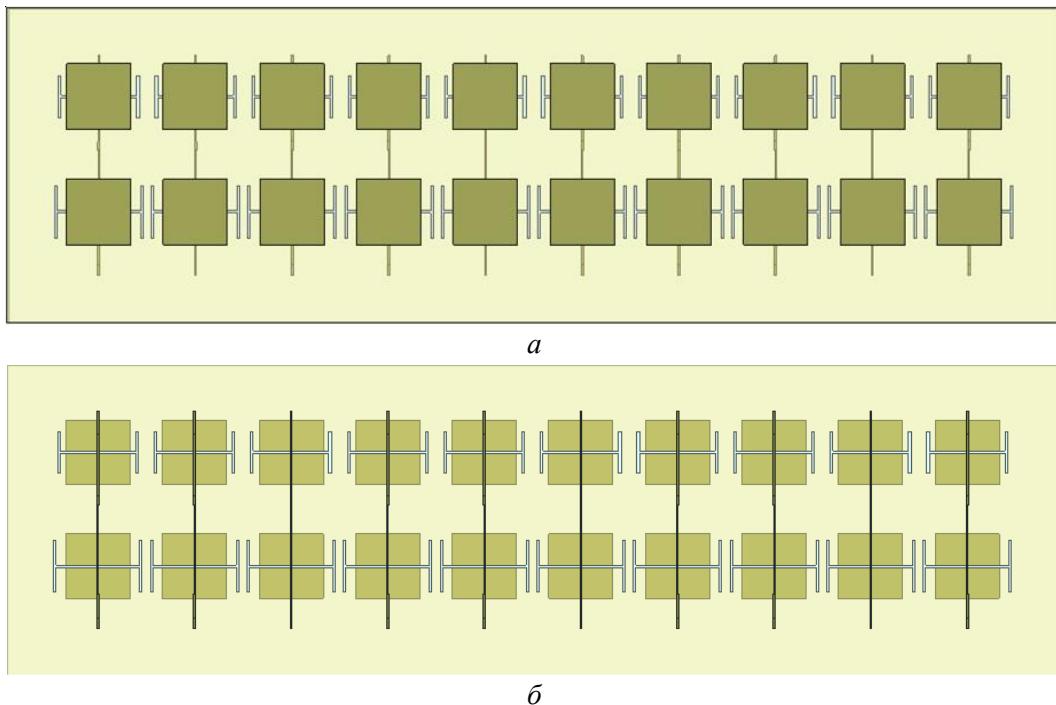


Рис. 8. ФАР на основе микрополоскового антенного элемента (диэлектрический слой прозрачный):  $a$  – вид со стороны директоров;  $b$  – вид со стороны вибраторов

Следовательно, полная конструкция излучателей может быть выполнена на двух печатных платах. В качестве диаграммообразующей схемы была выбрана пассивная схема с коммутацией луча на основе линзы Ротмана. Количество лучей в пределах сектора  $60^\circ$  составляет 12 штук, время коммутации луча – 100 нс.

На рисунке 9 представлены ДН ФАР на основе микрополоскового антенного элемента на частотах 5.6, 5.9 и 6.2 ГГц, полученные вследствие электродинамического моделирования с использованием метода конечных интегралов Вейланда [8]. Коэффициент усиления антенной решетки (сектора) составляет 22-23.8 дБи.

Таким образом, в результате проведенных исследований была разработана ФАР с коммутационным сканированием в диапазоне углов  $0\text{--}360^\circ$ , состоящая из шести секторов, установленных по сторонам шестигранника. Каждый сектор представляет собой линейную плоскую антеннную решетку матричного формата  $16 \times 7$  антенных элементов (рисунок 9 $c$ ). При этом, все вертикальные ряды соединены в единую коллинеарную подрешетку. Любой отдельно взятый сектор позволяет реализовать

коммутационное сканирование по азимуту (горизонтали) в пределах  $60^\circ$  и обеспечивает формирование одновременно двух лучей в диапазоне рабочих частот 5.6-6.2 ГГц.

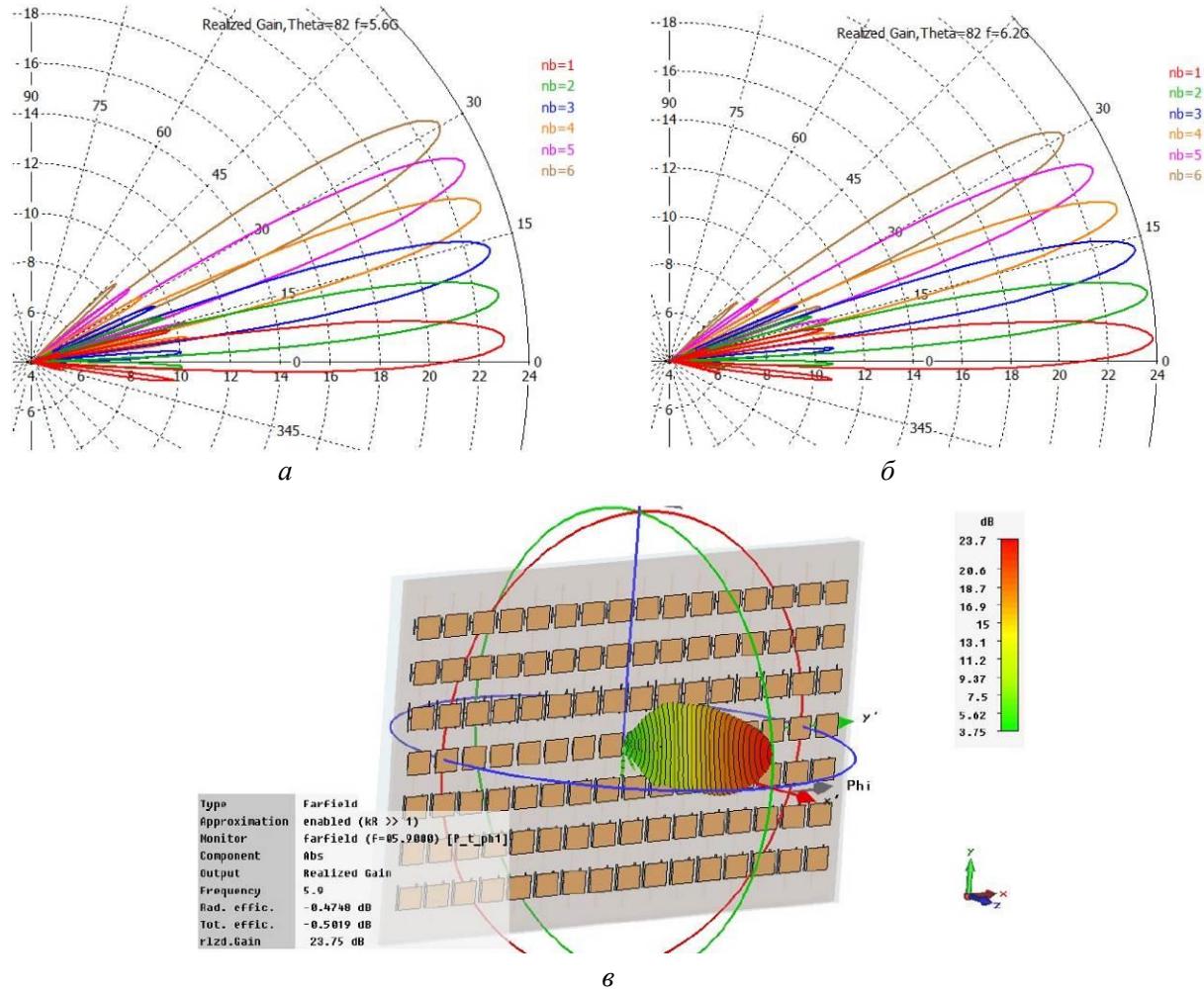


Рис. 9. Характеристики ФАР: *а* – ДН лучей с 1 по 6 на частоте 5.6 ГГц; *б* – ДН лучей с 1 по 6 на частоте 6.2 ГГц; *в* – Объемная ДН ФАР на частоте 5.9 ГГц при угле сканирования  $0^\circ$

Ширина луча в азимутальной плоскости находится в диапазоне  $5.6\text{--}7.6^\circ$  (рисунок 10*a*), а ширина луча в угломестной плоскости – в пределах  $19.5\text{--}20.5^\circ$  (рисунок 10*b*).

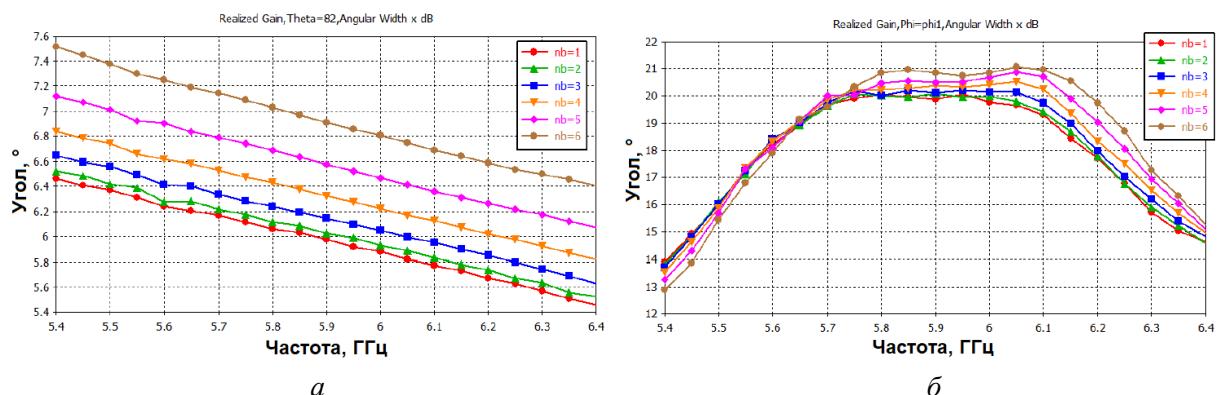


Рис. 10. Ширина ДН ФАР для лучей с 1 по 6: *а* – в азимутальной (*H*-) плоскости; *б* – в угломестной (*E*-) плоскости

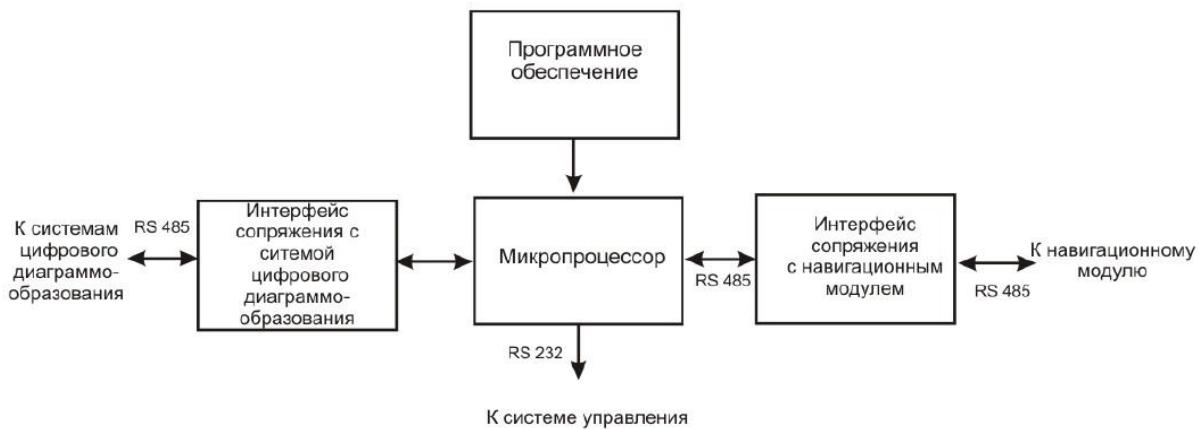
Кроме того, был реализован вариант активной ФАР, в котором для каждого вертикального ряда, соединенного в единую коллинеарную подрешетку, был установлен усилитель. В передающей ФАР был установлен усилитель мощностью 1 Вт, то есть общее количество усилителей на сектор ФАР составило 16 штук с суммарной подводимой мощностью 16 Вт. В приемной ФАР был установлен малошумящий антенный усилитель с коэффициентом усиления 12-16 дБ. Общее количество усилителей на сектор ФАР также составило 16 штук.

## 5. СИСТЕМА СТАБИЛИЗАЦИИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАР

Одними из наиболее сложных вопросов современной теории и техники создания ФАР являются вопросы разработки широкополосных антенных систем, ДН которых сохраняют свои параметры в широкой полосе частот. В тех случаях, когда антенная система предназначена для работы на подвижных объектах (летно-подъемные средства, автомобили, техника повышенной проходимости), особенно важной становится задача по необходимости обеспечения стабилизации ДН ФАР на станцию связи.

Система стабилизации ДН представляет собой устройство, выполненное на базе микропроцессора и предназначенное для осуществления автоматической стабилизации заданных ДН антенных решеток, входящих в состав системы связи, независимо от вращений или колебаний объекта размещения ФАР. Структурная схема системы стабилизации диаграммы направленности ФАР приведена на рисунке 11.

Система стабилизации ДН работает под управлением команд, приходящих по интерфейсу RS232 от Системы управления связью. Система стабилизации получает по указанному интерфейсу от автономного навигационного модуля координаты текущего положения ФАР через равные промежутки времени. После чего по интерфейсу RS 485 взаимодействует с системами диаграммообразования антенных решеток, входящих в состав ФАР.



- программного обеспечения;
- интерфейса сопряжения с навигационным модулем;
- навигационного модуля;
- интерфейса сопряжения с системой цифрового диаграммообразования.

В качестве процессора возможно использовать микропроцессор с 32-х разрядной архитектурой типа ARM Cortex 4. Интерфейс сопряжения с системой цифрового диаграммообразования осуществляет преобразование сигналов интерфейса микропроцессора с уровнями ТТЛ-логики в сигналы интерфейса RS485 и передает во все системы цифрового диаграммообразования антенных решеток, входящих в ФАР. Интерфейс сопряжения с навигационным модулем осуществляет преобразование сигналов интерфейса микропроцессора с уровнями ТТЛ-логики в сигналы интерфейса навигационного модуля. Программное обеспечение осуществляет реализацию алгоритма функционирования системы стабилизации диаграммы направленности ФАР.

Алгоритм функционирования системы ориентации и стабилизации ДН ФАР имеет своей целью определение отклонений ориентации максимума главного луча ДН ФАР от заданного направления, вызванных:

- a) вращением плоскости фазовых центров антенн ФАР в азимутальной плоскости в диапазоне от 0 до 360° под воздействием ветровых и прочих нагрузок. Максимальная угловая скорость вращения объекта в азимутальной плоскости – не более 0.166 оборота/с (1 оборот за 6 секунд);
- б) наклоном плоскости фазовых центров антенн ФАР в угломестной плоскости в диапазоне от -45 до +45° под воздействием ветровых и прочих нагрузок. Максимальная угловая скорость наклонов в угломестной плоскости – не более 90 °/с;

в) смещением трехмерных координат геометрического центра ФАР на расстояния до 1.5 км под воздействием ветровых и прочих нагрузок. Линейная скорость перемещения в пределах круга диаметром 1.5 км – не более 30 м/с, угловая скорость перемещения (вращения) по окружности диаметром до 1.5 км – не более 3 °/с;

и выдачу команд модулю цифрового диаграммообразования и управления ДН ФАР на переориентацию максимума луча ДН ФАР в новом направлении.

Решение задачи определения в дискретные моменты времени изменений координат (смещения) фазового центра ФАР осуществляется путем обработки показаний цифрового приемника спутниковой радионавигационной системы (СРНС) ГЛОНАСС/GPS, размещенном в геометрическом центре ФАР, в дискретные последовательные моменты времени. Показания цифрового приемника СРНС ГЛОНАСС/GPS представляют собой его координаты в глобальной геоцентрической системе координат WGS-84 для GPS (широта, долгота, расстояние от центра земного эллипсоида) и ПЗ-90 для ГЛОНАСС (широта, долгота, расстояние от центра земного эллипсоида), впоследствии пересчитывающиеся в систему координат, в которой заданы координаты точки ориентации ДН ФАР (например, в топографическую систему координат Гаусса-Крюгера) по заданным алгоритмам пересчета.

## 6. ПРОТОТИП СКАНИРУЮЩЕЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ЭЛЕМЕНТА И ОСОБЕННОСТИ ЕЕ РАЗМЕЩЕНИЯ НА ВЫСОКОПОДНЯТОЙ АЭРОСТАТНОЙ ПЛАТФОРМЕ

На рисунке 12 $a$  представлен макет печатной платы «Вибраторы» (вид со стороны, обращенной к плате «Директоры»). В верхней части платы выполнены вырезы, в которые устанавливаются высокочастотные (ВЧ) разъемы. Линза Ротмана (рисунок 12 $b$ ) выполнена в виде симметричной полосковой линии на материале Arlon AD1000, полная толщина 0.762 мм.

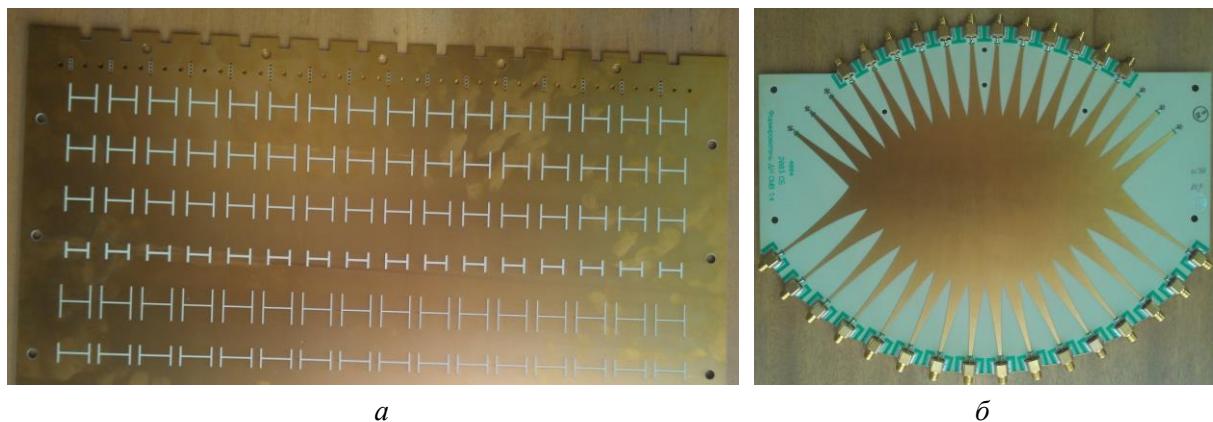


Рис. 12. Фотографии элементов изготовленного макета ФАР:  $a$  – печатная плата «Вибраторы» (вид со стороны, обращенной к плате «Директоры»);  $b$  – печатная плата «Линза Ротмана»

На рисунке 13 $a$  приведена фотография макета с видом обратной стороны ФАР. На переднем плане расположена плата 2-х канального ВЧ-коммутатора, к ней подключен кабель управления и ВЧ-кабель. Под платой ВЧ-коммутатора расположена плата с Линзой Ротмана.

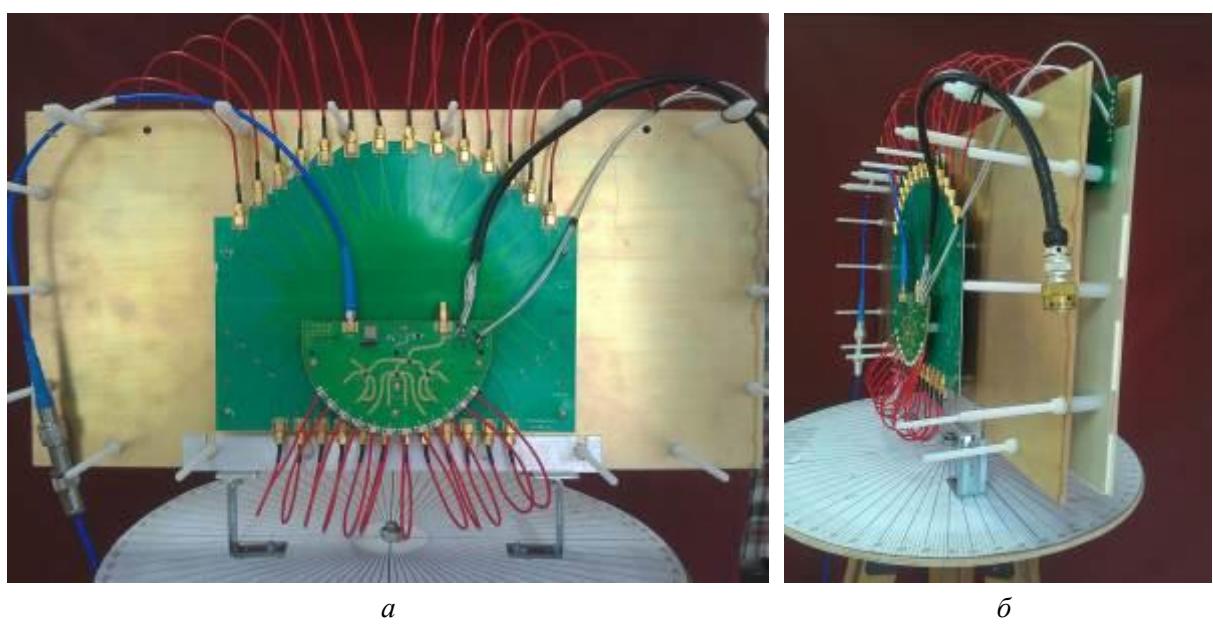


Рис. 13. Фотография сектора ФАР в сборе:  $a$  – вид с обратной стороны;  $b$  – вид сбоку

На рисунке 13 $b$  приведена фотография макета ФАР в сборе (вид сбоку). Как видно из представленного рисунка, ФАР состоит из набора печатных плат. Справа налево

располагаются: печатная плата «Директоры», печатная плата «Вибраторы», печатная плата «Модуль электропитания» (расположена в верхней части конструкции), лист из алюминия – рефлектор (одновременно является несущей конструкцией), печатная плата «Линза Ротмана» и печатная плата 2-х канального ВЧ коммутатора.

Для обеспечения требований по электромагнитной совместимости антенные полотна целесообразно поместить в корпус из алюминиевого сплава с отверстиями для крепления к каркасу. Корпус внутри покрывается радиопоглощающим материалом. Таким образом, антенный модуль будет представлять собой функционально законченное устройство, состоящее из антенного полотна (или несколько полотен), корпуса, платы диаграммобразования и управления.

Антенные модули планируется изготавливать с учетом требований по унификации габаритных и установочных размеров. Это необходимо для того, чтобы можно было оперативно комплектовать ФАР любым из имеющихся наборов антенных модулей (секторов ФАР) как по диапазону частот, так и по их количеству.

Летно-подъемное устройство для размещения ретранслятора радиорелайной связи состоит из привязного аэростата с молниеприемниками для защиты от грозы, исполнительных элементов привязного аэростата, кабель-троса, соединяющего аэростат с расположенным на земле узлом привязки, радиосистемы, часть которой расположена на внешней подвесной платформе аэростата и содержит корзину ФАР с коммутационным сканированием. На рисунке 14 приведена фотографии корзины ФАР в сборе (а) и ее крепления к подвесной платформе аэростата (б).



Рис. 14. Фотографии корзины ФАР: а – секторы в сборе; б – крепление корзины к подвесной платформе аэростата

При этом в зависимости от способа соединения бортового ретрансляционного оборудования аэростатных носителей с наземной частью радиотехнической системы можно выделить два вида аэроплатформ: привязанные, если соединение с ФАР реализуется посредством кабеля, крепящегося к летательному аппарату (рисунок 14 б), и свободно подъемные – не имеющие ограничивающего их движение кабель-троса. Источником электрической энергии для ретрансляционного оборудования могут служить как наземная станция, так бортовая топливная энергоустановка или солнечные батареи.

## 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение аэростатов для размещения ретрансляторов радиорелейной связи основано на ряде достоинств, таких как мобильность, значительно большая дальность покрытия связи и продолжительность непрерывного функционирования, а также достаточно высокая живучесть при сравнительно низкой стоимости. В ходе проведенных исследований были разработаны различные варианты полотен ФАР – с симметричным сверхширокополосным и микрополосковым антенными элементами, проведены исследования их электрических и конструктивных характеристик, изготовлены соответствующие макеты ФАР и исследованы особенности их размещения на аэростатной платформе. Вместе с тем, в рамках данной работы была разработана технология электронной ориентации и стабилизации ДН ФАР посредством измерения координат источников излучений элементов антенных решеток при помощи электронных карт и аппаратуры спутниковой навигации GPS/ГЛОНАСС.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Белоусов, В.Л. Пат. 44635 RU, МПК B64C1/00 Вертолетный унифицированный комплекс ретрансляции / В.Л. Белоусов, А.П. Баранов, А.В. Рассадин, Н.Н. Кондин, А.П. Беленький, В.В. Кильяков. № 2004132263/22; заявл. 05.11.2004; опубл. 27.03.2005.
2. Абрамов, А.Ю. Пат. 123762 RU МПК B64C27/00. Вертолетный комплекс ретрансляции / А.Ю. Абрамов. № 2012124378/11; заявл. 13.06.2012; опубл. 10.01.2013.
3. Арсланбеков, И.Р. Пат. 2537798 RU, H01Q1/28 Многодиапазонный ретранслятор радиосвязи на привязном аэростате / И.Р. Арсланбеков, А.Н. Меняело, А.Е. Федоров, К.А. Евтихов, В.В. Бортников. № 2013152344/08; заявл. 26.11.2013; опубл. 10.01.2015, Бюл. №1
4. Селезенев, Н.В. Пат. 2680008 RU, МПК H01Q1/28. Ретранслятор связи на привязном аэростате / Н.В. Селезенев, Н.И. Вергелис, А.В. Воронцов, Б.Е. Шауров, О.В. Маргарит. № 2018116460; заявл. 04.05.2018; опубл. 14.02.2019, Бюл. № 5.
5. Чеботарев, В.Е. Аэромобильный комплекс сотовой связи, диспетчирования и мониторинга / Чеботарев В.Е., Грицан О.Б., Веретнова Е.С. // Исследования наукограда: Технологическая платформа «Национальная информационная спутниковая система». – 2014. – № 1 (7). – С. 19-25.
6. Bilaye, P., Gawande, V.N., Desai, U.B., Raina, A.A., Pant, R.S.: Low cost wireless internet access for rural areas using tethered aerostatPp. 2008 IEEE region 10 and the third international conference on industrial and information systems, Kharagpur, India, pp. 1–5 (2008). URL: <https://doi.org/10.1109/ICIINFP.2008.4798405>.
7. Almalki, F.A. Angelides, M.C. An enhanced design of a 5G MIMO antenna for fixed wireless aerial access / Faris A. Almalki, Marios C. Angelides // Cluster Computing, 0, in press, 16 pp. (2021). URL: <https://bura.brunel.ac.uk/handle/2438/22830>.
8. Weiland, T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communication. 1977. Vol. 31. Pp. 116-120.

9. W. Rotman and R.F. Turner, «Wide angle microwavelens for line source applications», IEEE TranPp. Antennas Propag. AP-11, Pp. 623–632, November 1963.
10. Крюков, Д.Ю. Исследование диаграммообразующих устройств многолучевых антенных решеток на основе плоской линзы Ротмана / Д.Ю. Крюков, Ю.С. Курьян, Ю.Г. Пастернак // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10. – №3-1. – С. 63-65.
11. Ашихмин, А.В. Вариант реализации многолучевой антенной решетки для диапазона частот 8-18 ГГц с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана / А.В. Ашихмин, К.А. Быков, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, Ю.А. Рембовский // Антенные. 2019. №2. С. 28-38

### REFERENCES

1. Belousov, V.L. Pat. 44635 RU, MPK B64C1/00 Helicopter unified repeater complex / V.L. Belousov, A.P. Baranov, A.V. Rassadin, N.N. Kondin, A.P. Belen'kij, V.V. Kilyakov. № 2004132263/22; zayavl. 05.11.2004; opubl. 27.03.2005.
2. Abramov, A.Yu. Pat. 123762 RU MPK B64C27/00. Helicopter repeater complex / A.Yu. Abramov. № 2012124378/11; zayavl. 13.06.2012; opubl. 10.01.2013.
3. Arslanbekov, I.R. Pat. 2537798 RU, H01Q1/28 Multi-band radio communication repeater on fastened aerostat / I.R. Arslanbekov, A.N. Menyaelo, A.E. Fedorov, K.A. Evtihov, V.V. Bortnikov. № 2013152344/08; zayavl. 26.11.2013; opubl. 10.01.2015, Byul. №1
4. Selezenev, N.V. Pat. 2680008 RU, MPK H01Q1/28. Retranslyator svyazi na privyaznom aerostate / N.V. Selezenev, N.I. Vergelis, A.V. Voroncov, B.E. Shaurov, O.V. Margarit. № 2018116460; zayavl. 04.05.2018; opubl. 14.02.2019, Byul. № 5.
5. CHebotarev, V.E. Airmobile complex of cellular communication, dispatching and monitoring / CHebotarev V.E., Grigan O.B., Veretnova E.S. // Issledovaniya naukograda: Tekhnologicheskaya platforma «Nacional'naya informacionnaya sputnikovaya sistema». – 2014. – № 1 (7). – Pp. 19-25.
6. Bilaye, P., Gawande, V.N., Desai, U.B., Raina, A.A., Pant, R.S.: Low cost wireless internet access for rural areas using tethered aerostat. 2008 IEEE region 10 and the third international conference on industrial and information systems, Kharagpur, India, Pp. 1–5 (2008). URL: <https://doi.org/10.1109/ICIINFPP.2008.4798405>.
7. Almalki, F.A. Angelides, M.C. An enhanced design of a 5G MIMO antenna for fixed wireless aerial access / Faris A. Almalki, Marios C. Angelides // Cluster Computing, 0, in press, 16 Pp. (2021). URL: <https://bura.brunel.ac.uk/handle/2438/22830>.
8. Weiland T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communication. 1977. Vol. 31. Pp. 116-120.
9. W. Rotman and R. F. Turner, «Wide angle microwavelens for line source applications», IEEE Trans. Antennas Propag. AP-11, Pp. 623–632, November 1963.
10. Kryukov D.Yu. Study beamforming devices multipath antenna arrays based on plane Rrotman lens / D.Yu. Kryukov, Yu.S. Kurian, Yu.G. Pasternak // Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. – 2014. – Vol. 10. – № 3-1. – Pp. 63-65.
11. Ashihmin, A.V. Implementation variant of a multibeam antenna array for the frequency range of 8-18 Ghz with a beam-forming network based on the Rotman printed lens / A.V. Ashihmin, K.A. Bykov, Yu.G. Pasternak, P.V. Pershin, Yu.A. Rembovskij // Antennny. 2019. №2. Pp. 28-38

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,  
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов*

*XXVII Международной научно-технической конференции,  
посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова  
(г. Воронеж, 28 сентября – 30 сентября 2021 г.)*

Том 3

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 24.09.2021. Формат 60×84/16.  
Усл. п. л. 26,5. Тираж 50. Заказ 515

Издательский дом ВГУ  
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10  
Отпечатано с готового оригинал-макета  
в типографии Издательского дома ВГУ  
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



**Контакты для справок по работе конференции:**

**Всю необходимую информацию  
Вы можете найти на сайте конференции:  
<https://rlnc.ru>**

**и в группе ВКонтакте:  
<https://vk.com/rlnrcru>**

**e-mail конференции:  
[info@rlnc.ru](mailto:info@rlnc.ru)**