



RLNC*2023

18 - 20 апреля 2023 г.

Сборник трудов
XXIX Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ

Том 2

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
XXIX Международной научно-технической конференции,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ
(г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.)*

Т о м 2

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2023

УДК 621.37

ББК 32

P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2023.

ISBN 978-5-9273-3706-4

Т. 2. – 2023. – 451 с.

ISBN 978-5-9273-3708-8

В сборник вошли материалы XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2023), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, и развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

УДК 621.37

ББК 32

ISBN 978-5-9273-3708-8 (т. 2)
ISBN 978-5-9273-3706-4

© Воронежский государственный университет, 2023
© АО «Концерн “Созвездие”», 2023
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2023

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

ИННОВАЦИОННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....	1
НОВОЕ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ В ИНТЕРЕСАХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ А. А. Зацаринный.....	6
Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.	
АНАЛИЗ И ОЦЕНКА БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА	
Д. А. Иванов, А. П. Кива, А. А. Ярош	17
АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛОВ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАЗИТНОЙ УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ВОЗБУДИТЕЛЕЙ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ	
А. В. Леньшин, Т. В. Матуразова, А. Д. Мушин.....	26
АРХИТЕКТУРЫ ДВУХТОЧЕЧНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО МОДУЛЯТОРА	
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Д. Д. Репин	36
ВЕРИФИКАЦИЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ И ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ OFDM И БАНКА ФИЛЬТРОВ	
П. Ф. Никишкин	45
ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОТСЧЕТОВ РАВНОМЕРНО ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ	
В. Н. Якимов.....	51
ВРЕМЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПРИ ЗАЩИТЕ ДАННЫХ ОТ ОШИБОК	
А. С. Аль-Месри, С. В. Шахтанов	58
ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ТЕХНИЧЕСКИХ КАНАЛОВ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТЕ ИНФОРМАТИЗАЦИИ	
У. К. Зулинов, Д. А. Иванов, В. А. Харькин, К. В. Яцук.....	68

ЗАЩИТА СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ-ДИАПАЗОНА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, Ю. В. Кандрашов.....	74
ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С НЕРАВНОМЕРНО РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ В ШУМАХ Ю. С. Радченко, С. С. Родионов	83
КИБЕРБЕЗОПАСНОСТЬ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин	91
КОМПЛЕКСНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ШУМОВ В КАНАЛЕ СВЯЗИ А. А. Калининский, В. И. Парфенов	102
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ К. И. Шефер	109
МЕТОДИКА ВЫБОРА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ФАПЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА ВТОРОГО ТИПА А. В. Гречишкун, Д. Н. Рахманин, А. Е. Рудь, Л. Э. Черноиванов	117
МОДЕЛЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Ю. В. Андреев	128
НЕОРТОГОНАЛЬНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ДОСТУПА В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ B5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко	137
НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ B5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко	145
О ПРОБЛЕМАХ ТЕСТИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский	156
О ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРА СИГНАЛА С УЧЕТОМ КРАЕВЫХ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК А. В. Зюльков	163

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, Н. В. Савищенко, С. П. Тесля	168
ОБЗОР ВОЗМОЖНОСТЕЙ И ПЕРСПЕКТИВ РАЗВИТИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ «РУБЕЖ» С. Н. Горбунов, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	177
ОБНАРУЖЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ В УСЛОВИЯХ НИЗКИХ ЗНАЧЕНИЙ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ И. С. Ашурков, А. В. Кадыков, Н. А. Лешко, Э. В. Халилов.....	181
ОБОБЩЁННАЯ ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко	192
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ ПРИ ПРИНЯТИИ РЕШЕНИЯ ПО КАНАЛУ С МАКСИМАЛЬНЫМ ЗНАЧЕНИЕМ СИГНАЛА С УЧЕТОМ МАЖОРИТАРНОГО АЛГОРИТМА КОНТРОЛЬНЫХ ПРОВЕРОК А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопалов.....	200
ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА Е. Г. Баленко, А. П. Кива, А. Е. Стасюкевич.....	211
ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR ДЛЯ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АТАК НА БЕСПРОВОДНЫЕ СЕТИ С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	218
РАЗРАБОТКА ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БПЛА С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов	223
СЛОЖНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СМЕРЧЕЙ НА ПРИМЕРЕ ТЕРРИТОРИИ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ С. А. Глибчук, Л. И. Коломеец, Д. С. Старых, О. Н. Топтунова, М. В. Хайбуллов	232
СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ Ю. С. Ионенков	242

СТРАТЕГИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ И ПРАВИЛА УПРАВЛЕНИЯ ЗАЩИТОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ	
А. В. Богословский, Е. А. Жидко, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова.....	248
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ	
Д. А. Иванов, М. В. Русаякин, К. В. Яцук	258
ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ РАДИОСИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ И НЕИЗВЕСТНЫМИ МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ	
Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов	268
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ РЕЧЕПОДОБНОЙ ПОМЕХИ	
И. М. Антоненко, С. А. Вызуллин, О. В. Годовых, С. А. Иванушкин	276
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ	
К. А. Краснинский, П. П. Куренков, А. И. Орехова, Д. Р. Руссо, А. Н. Семёнов	280
Секция 2. Распознавание и обработка изображений.	
ДЕТЕРМИНАЦИЯ ПРИМИТИВА НА КЛАСТЕРИЗОВАННОЙ СЦЕНЕ ПОСРЕДСТВОМ СИНТЕЗА МАТРИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ И ГРАДИЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБУЧЕНИЯ	
А. В. Ермоленко, Р. И. Князев, В. М. Полушкин	287
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ 3D-МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ	
Ф. П. Астапенко, И. В. Владимиров, А. А. Ерыгин, С. А. Житенёв.....	296
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛИРОВАННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ	
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков	301
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ «ОПЕРАТОР» ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ ПРИ ПОМОЩИ МЕДИАЛЬНОГО ФИЛЬТРА	
С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, Н. С. Хрущев, В. В. Шатских	305

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ОБНАРУЖЕНИИ И РАСПОЗНАВАНИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ А. А. Васильченко, И. В. Керимов.....	311
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ АЛГОРИТМЫ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ВИДЕОКАМЕРЫ Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов.....	317
ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОПТИЧЕСКОМУ РАСПОЗНАВАНИЮ ОБЪЕКТОВ БОЕВОЙ ОБСТАНОВКИ М. Б. Тляшок, В. О. Хилько, В. П. Хоборова.....	325
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СПЛАЙНОВ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ, ПЕРЕДАВАЕМОГО С БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА А. В. Лубенцов.....	328
СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА БАЗЕ МОДУЛЯ ESP32-CAM И. С. Бобылкин, А. В. Иванов, А. А. Кузёмкин, А. Д. Туркеев, Д. А. Ямпольский	337
СИСТЕМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ А. Ю. Березин, А. Н. Ерофеев, В. В. Плеве, А. И. Чеботарев.....	344
СОЗДАНИЕ ОБЪЕМНОГО ЗРЕНИЯ РОБОТА НА ОСНОВЕ ДЕТЕКТОРА ОБЪЕКТОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ YOLO А. А. Лукьяненко, В. А. Лукьяненко	352
Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.	
АВТОМАТИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ С. Е. Потапов, К. А. Хвостова	360
АКТУАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ ВООРУЖЕННЫХ СИЛ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ Е. В. Андреков, В. И. Галдин.....	366

АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ ПРЕРЫВАНИЯ БЕЗОПАСНОГО СЕАНСА СВЯЗИ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОСТИ И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ	
К. С. Артёмов, А. С. Гвоздарёв	369
АНАЛИЗ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ И КОДОВ РИДА- СОЛОМОНА В ПРИЕМНИКЕ С ИМПУЛЬСНОЙ ПОЗИЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	
М. В. Хорошайлова	379
АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗУЛЬТАТОВ ОБРАБОТКИ САМОПОДОБНОГО ТРАФИКА В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ	
С. М. Одоевский, М. И. Рафальская.....	385
ВЛИЯНИЕ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОБ ЭЛЕМЕНТАХ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ В МИМО КАНАЛЕ СВЯЗИ НА ХАРАКТЕРИСТИКУ ПРИЕМА	
С. А. Виноградов, С. В. Вовк, С. В. Калинин, Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин	394
КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ПРИКЛАДНОЙ ОБЛАСТИ ЗОНДИРОВАНИЯ	
В. В. Белый, С. А. Луценко.....	400
КООРДИНАТОР БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ ЧАСТОТОЙ 2,4 ГГЦ СТАНДАРТА ZIGBEE ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВАМИ «УМНОГО ДОМА»	
И. С. Бобылкин, А. В. Иванов, А. А. Кузёмкин, А. С. Самодуров.....	405

Том 2

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

МЕТОД СИНХРОНИЗАЦИИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых.....	1
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИНТЕРВАЛА ВРЕМЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИИ ИОНОСФЕРНЫХ ЗАМИРАНИЙ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ GPS-МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ Н. В. Киселев, Д. А. Михайлов, В. П. Пашинцев, М. В. Песков.....	8
МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ ТРЕБУЕМОГО УРОВНЯ СВЯЗНОСТИ СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫМ ПРИНЦИПОМ РЕТРАНСЛЯЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ М. С. Иванов	17
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА К ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ С. Н. Ракицкий, В. Б. Сычужников, В. И. Штаненко.....	26
МЕТОДОЛОГИЯ РАЗРАБОТКИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ М. Н. Губарь, В. В. Лебедев, А. В. Леньшин	33
МЕХАНИЗМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОШИБОК ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ИЕРАРХИЙ К. А. Батенков	45
МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВОЗВРАТА БПЛА А. В. Марков, В. П. Хоборова	49
МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ Н. В. Евглевская, С. Н. Ракицкий.....	52
ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ЗОНДИРОВАНИЯ РЕТРАНСЛЯТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С. А. Луценко.....	63
ОПТИМИЗАЦИЯ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ Е. Н. Зуев.....	69

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В ПОЛЕ ГАЛУА В КАНАЛАХ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ	
М. В. Хорошайлова	75
ОЦЕНКА ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СИСТЕМАХ OFDM	
У. А.-К. Д. Гаиб, В. Г. Карташевский, Е. С. Семенов.....	81
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА QUASI-QAM МОДУЛЯЦИИ В ЗАДАЧЕ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ	
Д. А. Веденькин, А. Ф. Гильфанова	95
ПОВЫШЕНИЕ ДОСТУПНОСТИ РЕСУРСОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ КОРПОРАТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЕЕ ПОДВИЖНЫМ ПУНКТАМ УПРАВЛЕНИЯ ПУТЕМ ТРАНСФОРМАЦИИ СТРУКТУРЫ СЕТИ	
А. А. Бобовкин, А. В. Вершенник, И. Ю. Смирнов, Ю. И. Стародубцев	101
ПОДХОД К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ	
А. В. Писной	109
ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО РАСЧЕТУ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ АППАРАТНЫХ (СТАНЦИЙ) УЗЛА СВЯЗИ	
М. А. Коротаева, В. П. Хоборова.....	117
ПРОФИЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ	
А. В. Вершенник, О. М. Лепешкин, М. А. Остроумов, О. А. Остроумов, А. Д. Синюк.....	121
РАДИОСТАНЦИЯ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ ЭФФЕКТИВНОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ	
О. А. Кудрявцев.....	128
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОЛЕТОВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ НА МЕСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ АРКТИЧЕСКОЙ ЗОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ	
П. В. Колесник	135
РАЗРАБОТКА СИМУЛЯТОРА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПОРЯДКА НАСТРОЙКИ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	
Е. Ю. Апарина, В. П. Хоборова, Г. С. Хугаев.....	142
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ	
А. В. Писной	146

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСА СРЕДСТВ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ Ю. В. Кондрашов, А. А. Чусов, И. А. Баталин	155
СПОСОБ КОНТРОЛЯ ВЛИЯНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ПЕРЕДАЧУ ДАННЫХ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНЫХ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК Р. Н. Хорошайлов	159
СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ, ПУТЕМ ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА О. А. Кудрявцев	166
СПОСОБ СНИЖЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ИНДИВИДУАЛЬНУЮ СТРУКТУРУ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ О. А. Кудрявцев	172
ЦИФРОВОЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА МЕТОДОМ ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ А. Ю. Глухов, А. В. Исаев, Д. А. Стародубов	182
Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.	
ВЛИЯНИЕ РАДИОКАНАЛА НА НАДЕЖНОСТЬ РАБОТЫ ГИБРИДНОЙ РАДИООПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С КООПЕРАТИВНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ Р. П. Краснов	188
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ И ИНФОРМАЦИИ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ С. В. Абрамов, О. И. Клинцов, В. А. Красавин, А. В. Романец, В. С. Сперанский	195
МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С БИАКСИАЛЬНОЙ СХЕМОЙ И УЗКИМ ПОЛЕМ ЗРЕНИЯ Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова	203
ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ГОМОДИННОГО ТИПА ПРИ СЕЛЕКЦИИ ВИБРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ Д. А. Дрынкин, А. Ю. Козирацкий, А. Г. Петухов	209

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

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНОЙ СКОРОСТИ УДЛИНЕННОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА	
А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков	217
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ ИРИ В МП РЛС НА ОСНОВЕ РФК С ГРУППИРОВАНИЕМ ИЗМЕРЕНИЙ	
А. Е. Афиногенов, А. А. Дорофеев, С. С. Ерочкина, А. Е. Сныткин, А. А. Чугунов.....	221
ВРЕМЯ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ - ОГРАНИЧЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ВЛИЯНИЕМ СРЕДЫ И СИСТЕМАТИЧЕСКИМИ ОШИБКАМИ АППАРАТУРЫ	
Н. В. Верденская, И. А. Иванова.....	232
ЗАГОРИЗОНТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В МЕТРОВОМ (УКВ) ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН	
В. Н. Алебастров, В. А. Борсоев, В. В. Борсоева.....	240
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЗВЕШИВАЮЩИХ ОКОН НА ЗАВИСИМОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ ВЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ ОТ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ	
Н. Ч. Нхан, А. С. Подстригаев, Х. Н. Чан.....	243
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ ФАПЧ	
А. А. Монаков, А. А. Тарасенков.....	248
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ИЗДЕЛИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ - ВЕЩАНИЯ (АЗН-В) - ТРЕКИНГА ВОЗДУШНЫХ СУДОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ «SOFTWARE DEFINED RADIO» В УСЛОВИЯХ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ	
О. В. Бойко, А. С. Костюков, Е. А. Кущев, Д. В. Мязин, Д. А. Чученков	255
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ МИМО РАДАРА	
В. Ю. Волков.....	265
ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	
С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов	273
К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ ОБОСНОВАНИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ	
В. А. Кузнецов, В. П. Лихачев, А. А. Потапов	283

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ФЛУКТУАЦИЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ И. А. Алферова, О. А. Сафарьян	295
МЕТОД ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин	302
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ЛИНИЙ РАВНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РЛС С. А. Воронцова	310
МНОГОМОДЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ НАБОРА МОДЕЛЕЙ Д. В. Лук, А. А. Коновалов, Л. М. Хоанг	317
МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИИ ОТРАЖЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ УЧАСТКОВ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ - КОРРЕЛИРОВАННЫЕ И НЕКОРРЕЛИРОВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫЕ ПОЛЯ Н. В. Верденская, И. А. Иванова	323
НАДЕЖНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТОВ И. А. Вельмисов	330
НЕКОТОРЫЕ ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДЛИННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС Н. А. Кушнерев, М. В. Родин, П. И. Шиврина	336
ОБЪЕДИНЕННЫЙ АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ МАНЕВРИРУЮЩИХ В РАЙОНЕ АЭРОДРОМА ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ М. Альмахмуд, Е. А. Богословский	345
ОПТИМАЛЬНОЕ ПОЛОЖЕНИЕ РАДИОЛОКАТОРА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ НАБЛЮДЕНИЯ А. В. Кричигин, Е. А. Маврычев	354
ОТДЕЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ В. С. Медведева, Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин	363
ОЦЕНКА СВОЙСТВ ФИЛЬТРА, КОМПЕНСИРУЮЩЕГО ВЛИЯНИЕ СРЕДЫ С ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМЫМ ЗАТУХАНИЕМ НА УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИГНАЛ Ю. В. Бакшеева	367
ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ МЕТЕОРОЛОГИИ Е. Л. Шошин	374

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ В
РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА МЕЛЛИНА

А. А. Монаков.....384

ПРАКТИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ЗОНДИРУЮЩИХ
СИГНАЛОВ В РЛС

Д. О. Попов, М. В. Родин.....393

РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПРОДОЛЬНОЙ ДЛИНЫ ПРОТЯЖЕННОГО
ОБЪЕКТА

А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков403

РАСПОЗНАВАНИЕ МАЛОРАЗМЕРНЫХ МАЛОСКОРОСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ
НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ ЭНТРОПИИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ

Д. А. Васильев, А. Д. Ильясафов, Д. А. Пальгуев410

Том 3

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

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ NOSTRADAMUS

И. А. Глинкин, М. Н. Крижановский, С. В. Литвинов.....1

СТРУКТУРНАЯ СКРЫТНОСТЬ СИГНАЛА СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

Л. Н. Казаков, Ж. С. Ф. Олим10

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА, ПРИНИМАЕМОГО НА ФОНЕ ШУМА, С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНЫМИ ЦЕПЯМИ ПРИЕМНИКА

Г. А. Бакаева.....14

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, ОТРАЖЕННОГО ОТ ВИБРИРУЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

Н. И. Беляков, А. Ф. Крячко21

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

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ СВЕХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ РАСШИРЕННОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА ДЛЯ ПСЕВДОДАЛЬНОМЕРНОЙ АРХИТЕКТУРЫ

П. М. Жучкова, Р. С. Куликов, А. П. Малышев, С. В. Черных, А. А. Чугунов28

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко38

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ

П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов47

ВЛИЯНИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомолов55

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко, А. Ф. Щербатюк.....	62
 ЗАПРОСНАЯ УГЛОМЕРНО-ДАЛЬНОМЕРНАЯ ЛОКАЛЬНАЯ РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА А. В. Журавлев, А. В. Смолин, И. В. Шуваев	68
 ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА НИЗКОЙ ОКОЛОЗЕМНОЙ ОРБИТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЛАЙН-ИНТЕРПОЛЯЦИИ В. В. Севидов	74
 ИНТЕРФЕРЕНЦИОННАЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННА С КРИВОЛИНЕЙНОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ ПОДВОДНОГО БОКОВОГО ОБЗОРА В. Ю. Волощенко, Е. В. Волощенко.....	81
 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО МЕТОДА ДАЛЬНОМЕТРИИ В СОВРЕМЕННЫХ РЛС. В. С. Полубедов, К. К. Юсупов	89
 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КООРДИНАТНО-ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ОТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ГЕОЛОКАЦИИ Р. Ф. Габитов, А. А. Дружков, Н. М. Зайцев, Р. Р. Саниев.....	93
 КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ КОНТРОЛЕ ОПТИЧЕСКИМИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СРЕДСТВАМИ В. С. Полубедов, К. К. Юсупов	109
 КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ФОРМАЦИЙ БПЛА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ОБЪЕКТОВ А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, В. М. Орловский.....	113
 ЛОКАЛИЗАЦИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ПРИСУТСТВИИ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко.....	118
 ЛОКАЛЬНАЯ КОМПЛЕКСНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко	124

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ДАТЧИКОВ УСКОРЕНИЯ И МАГНИТНОГО ПОЛЯ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ ОСЕЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ А. Ю. Востров	133
МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ФАКТОРА НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ЗАТЕНЕНИЙ М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомолов	140
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОТ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ГОРОДСКОГО ЛАНДШАФТА А. Е. Макаров, И. В. Рябов.....	146
ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов	156
ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ СО СКАНИРУЮЩЕЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В. В. Севидов, Л. М. Севидова	164
ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ С НЕСТАЦИОНАРНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко, М. С. Рясин	172
ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТИННЫЙ СЕВЕР С ПОМОЩЬЮ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА ТАКТИЧЕСКОГО КЛАССА ТОЧНОСТИ Д. В. Ананьев, А. Ю. Востров, Д. В. Костин	179
ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В. С. Марюхненко, В. М. Орловский	187
ОПТИМАЛЬНОЕ РАСПОЛОЖЕНИЕ ПСЕВДОСПУТНИКОВ В ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СЕТИ А. А. Демин, В. В. Неровный, Ю. В. Сиротин, В. В. Цитиридис, Д. А. Чучмай	194
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СКОРОСТИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ Н. В. Паршуков, Д. И. Савин	200

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ В ИНТЕРЕСАХ НАЗЕМНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ	
В. Ю. Пальчик.....	206
ПЕРСПЕКТИВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЕСПИЛОТНОГО СУДОВОЖДЕНИЯ	
К. Г. Андреев, К. А. Сысак.....	214
ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ	
П. Д. Коратаев, В. А. Миронов, В. В. Неровный, А. В. Сальников	220
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПО РАДИОСИГНАЛАМ, ПРИНЯтыМ ОТ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	229
РАЗНОСТНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕРИИ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	236
РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРА ПОМЕХ НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА	
Д. А. Кисилев, П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный	243
СИНХРОНИЗАЦИЯ ШКАЛ ВРЕМЕНИ НАЗЕМНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РНС И АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ	
Д. Б. Писаревский, Д. И. Савин	249
СПОСОБ КООРДИНАТОМЕРИИ ДВУХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ОСНОВАННЫЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ	
В. В. Севидов	254
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	
В. В. Фilonенко.....	263
УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ	
А. А. Дружков, А. А. Кононов, И. Г. Пивкин.....	271
ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОВОГО СИГНАЛА ВЕРТИКАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ	
И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко.....	277

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АЛГОРИТМ МНОГОЛУЧЕВОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ	
С. Б. Макаров, А. С. Михайлов, А. Н. Удодов	286
ВЛИЯНИЕ СКИН-ЭФФЕКТА НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ	
А. М. Бобрешов, А. А. Коннов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	295
ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ МОМЕНТОВ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ	
Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов	302
ВОЗБУЖДЕНИЕ ХАОСА В ОСЦИЛЛЯТОРЕ ВАН ДЕР ПОЛЯ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ	
Д. А. Крылосова, А. П. Кузнецов, Н. В. Станкевич	311
ИЗМЕНЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ГАУССОВЫХ БИПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ РЕКОНФИГУРИУЕМОГО ГЕНЕРАТОРА СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ	
А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	316
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МЕТАПОВЕРХНОСТИ, ФУРЬЕ-ОПТИКА И КРИПТОГРАФИЯ: РЕТРОСПЕКТИВНЫЙ АНАЛИЗ	
А. А. Потапов	322
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ	
Н. Н. Ахмад, Т. Т. Доан, П. А. Трифонов	363
ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ХАОТИЧНОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ДЕМОНСТРИРУЮЩИХ ХАОС	
А. М. Бобрешов, А. Е. Ерёменко, А. А. Караваев	371
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СВЯЗЬ: ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ	
А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых	376
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЛЕНГАТОР	
В. П. Крылов	383

УЛУЧШЕНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ
В. С. Виноградский, А. М. Клакович, В. Г. Кулиш, В. А. Минкин, А. П. Шадрин.....388

ФИЛЬТР ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ С ШУМОМ
Е. В. Ефремова, Л. В. Кузьмин393

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ ЕЕ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ ЛАЗЕРНОГО МИКРОФОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВУАЛЕВЫХ ШТОР
А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых.....403

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

АДАПТИВНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПЕРАТИВНОЙ РЕГИСТРАЦИИ И МОДОВОГО АНАЛИЗА СВЧ-КВЧ ПОЛЯ В РАСКРЫВАХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР
Б. И. Власов, А. В. Золотухин, А. С. Кунаев412

Том 4**Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология ММО.**

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ НА ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ	ПАРАМЕТРОВ ИЗЛУЧАЕМОЙ СВОЙСТВА НАПРАВЛЕННОСТИ
А. А. Волков.....	1
АНАЛИТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ДИЭЛЕКТРИКА	
В. Б. Байбурина, В. В. Комаров, В. П. Мещанов	11
ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В ММО СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ	
В. Н. Т. Нгуен, Ю. Н. Паршин	15
ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ИНТЕГРИРОВАННОГО В ПОДЛОЖКУ ВОЛНОВОДА	
С. И. Деревянкин, А. В. Останков	21
ГЛУБОКОЕ ОБУЧЕНИЕ С ПОДКРЕПЛЕНИЕМ ДЛЯ ЗАДАЧИ АНАЛОГОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ	
Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман.....	25
ДИАГНОСТИКА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК МЕТОДАМИ БЛИЖНЕПОЛЬНЫХ «БЕСФАЗНЫХ» ИЗМЕРЕНИЙ	
Д. А. Веденькин, А. Ф. Гильфанова, Ю. Е. Седельников, Т. Р. Шагвалиев.....	32
ДИСПЕРСИОННАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ С УЧЁТОМ ГЕТЕРОГЕННЫХ СВОЙСТВ	
Д. С. Клюев, Е. Э. Кривобоков, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова, И. В. Сушко	38
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОРГАНИЧЕСКОЙ И МИНЕРАЛЬНОЙ ПОЧВ	
С. А. Варнаков, С. В. Кривальцевич, А. С. Ященко	43
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН С УЧЕТОМ ЗЕРКАЛЬНО-ДИФФУЗНОГО ОТРАЖЕНИЯ ОТ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ	
С. А. Гончаров, В. А. Кузнецов	48
ИССЛЕДОВАНИЕ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ ИСКУССТВЕННЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР НА КРИТИЧЕСКИХ ЧАСТОТАХ В ДИАПАЗОНЕ 16 - 25 ГГЦ.	
В. М. Васильченко, Р. Г. Губайдуллин, Д. А. Полетаев, В. В. Старостенко.....	56

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАЙМОГНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕНН БПЛА И ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИХ ЭМС А. Х. Дайуб, А. А. Комаров	64
ИССЛЕДОВАНИЕ ГРАНИЧНОЙ ВОЛНЫ, ИЗЛУЧАЕМОЙ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРОЙ А. М. Бобрешов, В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков.....	70
ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБНОСТИ МИМО СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЕТЕКТИРОВАТЬ ПРИНИМАЕМЫЙ СИГНАЛ В УСЛОВИЯХ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ О СОСТОЯНИИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПОДКАНАЛОВ Н. В. Карпенко, А. В. Лещинский, Д. В. Мокринский, В. Е.トイский	77
ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СОГЛАСОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ Ю. С. Русов	84
ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА LDP И PMR ДИАПАЗОНОВ О. В. Бажанова, А. Ю. Болгов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....	89
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ИМЕЮЩЕЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ АПЕРТУРЫ К. М. Занин.....	93
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ РАСЧЕТА ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА Г. А. Бабанин, А. К. Ермаков, Н. В. Поваренкин, Т. И. Тагаев.....	103
МЕТОД ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА ОСНОВЕ ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ Л. В. Винник, В. В. Задорожный, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий.....	113
МЕТОД СИНТЕЗА МНОГОЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО ЗАДАННОЙ АМПЛИТУДНОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. Н. Шацкий	123
МЕТОДИКА ЛАБОРАТОРНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ КАРТИН ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ, РЕАЛИЗОВАННАЯ В ВОРОНЕЖСКОМ ГОСУДАРСТВЕННОМ ТЕХНИЧЕСКОМ УНИВЕРСИТЕТЕ А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, Н. Б. Смольянов, С. М. Фёдоров	133

МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЦИЛИНДРЕ	
А. Н. Дементьев, Д. С. Клюев, Е. Э. Кривобоков, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....	138
МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	
А. Р. Садыков, Ю. Е. Седельников, В. А. Скачков	143
МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ С УЧЁТОМ ВЗАЙМОНОСТНОГО ВЛИЯНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА	
В. А. Жигулин, Ю. Б. Нечаев.....	150
МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА СУХОМ СНЕГЕ	
К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....	158
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ	
В. П. Васильев, А. В. Иванов, М. А. Облогин, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин.....	167
О ПРИБЛИЖЕНИИ БИГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ РАДИОИМПУЛЬСА С ХАОТИЧЕСКОЙ ОГИБАЮЩЕЙ В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ	
В. В. Лепехин, Г. М. Стрелков.....	172
ОБОБЩЕНИЕ МЕТОДА ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ НА СЛУЧАЙ ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ ЗАДАЧ	
В. В. Ахияров	180
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В БЛИЗИ ОТКРЫТОГО КОНЦА ВОЛНОВОДА	
О. В. Потапова, Я. В. Христофоров.....	187
ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭНЕРГИИ ИЗЛУЧАЕМОГО ВИДЕОИМПУЛЬСА	
А. А. Волков.....	192
ОЦЕНКА ИСКАЖЕНИЯ ПАРЦИАЛЬНЫХ ДИАГРАММ ЭЛЕМЕНТОВ ФАР ПО МАТРИЦАМ РАССЕЯНИЯ И ДИАГРАММЕ ИЗОЛИРОВАННОГО ЭЛЕМЕНТА	
О. В. Бажанова, В.А. Степкин, А. М. Бобрешов, К. В. Смусева, Г. К. Усков, Л. И. Аверина....	198

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПЕЛЕНГОВАНИЯ РАССЕЯННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ В КВ ДИАПАЗОНЕ Г. Г. Вертоградов, В. Ю. Нестеров.....	202
ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ЗАТУХАНИЯ РАДИОВОЛН САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ПРИ ТРОПОСФЕРНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ ДЛЯ ЗАДАЧ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ Д. Н. Борисов, Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков	209
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ ПРОГНОЗИРОВАНИИ ИОНОСФЕРЫ А. В. Васенина, К. А. Сидоренко.....	218
ПОГЛОЩЕНИЕ СВЧ ЭМИ СИСТЕМОЙ «ПОЛИУРЕТАН-СТЕКЛО-ЦИЛОГЕКСАН-Н-ГЕКСАН» К. В. Смусева, Г. К. Усков, С. В. Хатунцев, М. Н. Ющев	224
ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНО-ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ, ИЗЛУЧЕННОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРОЙ А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, Е. А. Серегина, К. В. Смусева, Г. К. Усков, С.П. Скулкин.....	227
ПРИМЕНЕНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ С БАЗИРОВАНИЕМ НА МАЛОМ БПЛА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров	234
ПРИМЕНЕНИЕ ЗМЕЙКОВОГО ВОЛНОВОДА ДЛЯ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ В ПРОСТРАНСТВЕ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Н. Б. Смольянов	241
ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров	247
ПРОГНОЗ ДАЛЬНЕГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕКОМЕНДАЦИЙ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ В. В. Ахияров	255
РАСПРОСТРАНЕНИЕ СУПЕРГАУССОВСКОГО РАДИОИМПУЛЬСА В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СРЕДЕ Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев.....	263
СИМУЛЯЦИЯ СВОЙСТВ МЕТАСТРУКТУР В ПАКЕТЕ ПРОГРАММ CST STUDIO Н. А. Болдырев, Е. В. Григорьев, А. С. Мазинов, М. М. Падалинский, А. В. Старосек	271

СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЧАСТОТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ЗОН ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ В СРЕДЕ MATHCAD	
A. A. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Панычев.....	277
СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА ДЛЯ РАДИОПРОЗРАЧНЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ФОРМ, ВО ВСЕЙ ВОЗМОЖНОЙ ОБЛАСТИ СКАНИРОВАНИЯ ФАР (АФАР) В СИСТЕМЕ АНТЕННА ОБТЕКАТЕЛЬ СОВРЕМЕННОЙ БРЛС	
I. E. Макушкин	285
СРАВНЕНИЕ МЕТОДИКИ ФОРМИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИИ ГАНКЕЛЯ И ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ	
E. A. Ищенко, В. В. Негров, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров	295
ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ КВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА МНОГОСКАЧКОВЫХ ШИРОТНЫХ И ДОЛГОТНЫХ ТРАССАХ	
Г. Г. Вергоградов, М. А. Михайлов, В. Д. Черных	301
ТРЕХМЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ С ГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ РАССЕИВАТЕЛЕЙ НА СФЕРЕ	
B. X. Нгуен, А. Ю. Паршин	311
УЧЕТ ВЛИЯНИЯ УСТАНОВКИ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА КОРАБЛЕ НА ЕЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ	
M. Ю. Звездина, А. М. Шапошникова, Ю. А. Шокова	317
ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ Т-ОБРАЗНОЙ ШЛЕЙФНОЙ СТРУКТУРЫ	
Д. А. Максимов, А. В. Останков, М. Ю. Чепелев, Н. Н. Щетинин.....	329
ШИРОКОПОЛОСНАЯ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ STACKED ПАТЧ АНТЕННА	
Д. В. Лелявин, С. А. Очилова, К. В. Смусева, Е. Е. Сыромятова, Г. К. Усков	335
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМНОГО ТРАКТА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ	
А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков	341
ЭФФЕКТИВНЫЕ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ БОЛЬШОЙ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОСТИ ПОЛЕТА	
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова	349

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

АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ПОДВИЖНОЙ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ РАСШИРЕННОГО И СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА

Э. А. Кирсанов 357

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЛЕКСА ФОРМИРОВАНИЯ КОЛЕБАНИЙ ДЛЯ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА «АЙСБЕРГ 2.0» ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ

И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев 364

К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ НАЗНАЧЕНИИ ЧАСТОТ ПОДВИЖНЫМ КОМПЛЕКСАМ РАДИОСВЯЗИ

Ф. П. Астапенко, М. В. Богатырев, И. В. Владимиров, С. А. Житенёв, В. П. Пустовит 368

МЕАНДРОВЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ С ТРЕБУЕМОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В. В. Неровный, В. С. Радько, Д. П. Свиридов, В. В. Филоненко 373

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ДИПОЛЯ, ВИБРИРУЮЩЕГО ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ВОЛНЫ

В. Б. Авдеев, А. Н. Катруша, С. А. Катруша 383

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ ОПТИМАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

Р. В. Антипенский, А. А. Волков, А. А. Донцов, Е. Е. Назаров 390

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ

Е. Р. Антипенский 397

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ СРЕДСТВ БОРЬБЫ С БВС

И. А. Байгутлина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля 404

ОБОСНОВАНИЕ КОЛИЧЕСТВА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА МНОГОСПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Е. С. Прожеторко 414

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

А. А. Петроченко, К. Н. Чугай 419

Том 5

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

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ ПОСРЕДСТВОМ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ	1
И. А. Курчанов, А. Е. Лысенко, В. В. Севидов.....	1
ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ ВНУТРИАППАРАТУРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ	10
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромашенко	10
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ О НАПРАВЛЕНИИ НА ИСТОЧНИК СИГНАЛА	15
С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, Е. М. Красов, В. Г. Маркин.....	15
ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ФАЗОВОЙ АДАПТАЦИИ	21
К. В. Буй, Ю. Н. Паршин.....	21
РАДИОРАЗВЕДКА И ПОДАВЛЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ ТОЧЕК СОЕДИНЕНИЯ КОМПЛЕКСОМ «АНАЛИТИК» НА ПРОГРАММНОМ УРОВНЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ УСТРОЙСТВ ПЕРЕНОСИМЫХ НА БПЛА	26
С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	26
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗНОРОДНОГО РЕСУРСА СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЗАДАЧ	33
И. А. Сидоренко, Д. А. Черкасов.....	33
РЕЗУЛЬТАТЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПО МОДЕЛИРОВАНИЮ РЕЗУЛЬТАТОВ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ РЕТРАНСЛЯТОРА	39
К. В. Никульшин, М. В. Павловский.....	39
СИСТЕМА АКТИВНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ И ВИБРАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ	45
В. В. Алексеев, Г. М. Гарнов, Д. А. Клинков, С. В. Романов, С. К. Толмачев	45
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.	
АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС НА ОСНОВЕ ОПТОВОЛОКОННЫХ СЕНСОРОВ	52
Е. В. Богатиков, Р. Р. Лагутин, Ю. О. Семилетов, А. Н. Шебанов	52

АДРЕСНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ СИГНАЛОВ WI-FI А. В. Ашихмин, А. Б. Токарев, И. С. Фаустов	56	
АНТЕННА СИСТЕМЫ АКТИВНОГО ЗАПРОСА ОТВЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТАМАТЕРИАЛОВ Ю. Е. Седельников, Н. А. Тутъяров		65
ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА СБОРА ДАННЫХ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ОДНОЧНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ПРИ ПАНОРАМНОМ РАДИОКОНТРОЛЕ А. Г. Студеникин, А. Б. Токарев.....		75
ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА К. Н. Чугай		83
ДЕФЕКТНЫЕ МОДЫ СВЧ ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА С ПРОВОДЯЩИМ НАНОСЛОЕМ Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, В. Е. Шаронов.....		89
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КУСОЧНО-СЛОИСТОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРОВ П- И Н-ВОЛНОВОДОВ НА ИХ КРИТИЧЕСКИЕ ДЛИНЫ ОСНОВНЫХ ВОЛН А. А. Скворцов.....		94
ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПАКТНЫХ ПОЛИГОНОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ А. А. Петров		100
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ П-СЕКЦИЙ ОБЪЕМНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ Т. М. Ишкаев, А. Р. Насыбуллин, Р. Р. Фаттахов.....		106
КВАЗИАНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ШИРОКОПОЛОСНОСТИ ЛУНАРНОГО ВОЛНОВОДА СО СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ А. А. Скворцов.....		116
МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ КЛАССИЧЕСКОГО ПОДХОДА К ПРОБЛЕМЕ С. Н. Вырко, А. А. Свириденко, А. Г. Хмельник		121
МЕТОДИКА СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ИМЕЮЩИХ СВОЙСТВО РОБАСТНОСТИ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ ИМПЕДАНСА НАГРУЗОК В РАСПРЕДЕЛЕННОМ ЭЛЕМЕНТНОМ БАЗИСЕ П. В. Бойкачев, С. Н. Вырко, М. И. Полещук, А. Г. Хмельник		129

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В ОБМОТКАХ МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТОВ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ	
Н. Ю. Веретенников	140
ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ЦАП 1273НА044	
А. В. Гречишкін, С. А. Ермаков, Д. Н. Рахманин.....	148
ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОТРАЖАТЕЛЯ	
Е. Л. Шошин.....	153
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА КОХОНЕНА В РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	
Д. А. Куан, А. В. Долматов, Н. В. Туан	162
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СШП-ИМПУЛЬСОВ	
А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков	169
ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДОМ ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ	
Е. В. Богатиков, Е. А. Попов, А. Н. Шебанов, Е.Н. Бормонтов.....	174
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ	
И. А. Байгутлина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грозднов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин	178
РАЗРАБОТКА ОДНОДИОДНОГО ВОЛНОВОДНОГО КЛЮЧА Х-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ	
К. В. Арав, Б. М. Кац, К. А. Саяпин, Е. А. Сигитов.....	188
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛАЗЕРНОЙ ТЕХНОЛОГИИ	
А. М. Безрукавый, И. С. Бобылкин, В. А. Ванин, Э. Э. Каграманов	194
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	
П. П. Куренков, Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо	199
ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЯЗИ ДЛЯ МНОГОЗОНДОВЫХ РЕФЛЕКТОМЕТРОВ	
Б. М. Кац, К. А. Саяпин.....	205

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ АРХИТЕКТУРА АВТОНОМНОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА ИНФРАСТРУКТУРЫ УМНОГО ГОРОДА НА ОСНОВЕ РАЗВЕРНУТЫХ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ

М. А. Банкетов, И. А. Сафонов.....211

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

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА И ПАРАМЕТРОВ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ

М. В. Нгуен217

ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ НА РАДИОФОТОННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

А. А. Сулима226

ДОСТИЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРЕВОСХОДСТВА ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ, УПРАВЛЕНИЯ, РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОГО И НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

М. С. Иванов, П. В. Рябков231

К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....237

К ВОПРОСУ О НЕЙРОСЕТЕВОМ ПРЕДИКТОРЕ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ

Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков243

К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛАХ НИЗКОГО КАЧЕСТВА

А. А. Павлович, А. С. Присяжнюк249

К ВОПРОСУ О ФОРМИРОВАНИИ ПОЛОСОВОГО ШУМА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВО-ШУМОВОЙ ОБСТАНОВКИ КОГНИТИВНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков253

КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЗАЦИИ

А. В. Коровин, В. Р. Осипов, В. Н. Петухов.....259

МЕТОДИКА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ

В. В. Аллакин, А. А. Павлович, М. В. Голюнов264

НЕЙРОСЕТЕВАЯ АРХИТЕКТУРА С АКСОНАМИ СЛУЧАЙНОЙ ДЛИНЫ В ЗАДАЧАХ КЛАССИФИКАЦИИ А. А. Толстых.....	269
НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ КЛАССИФИКАЦИИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко	275
О ПРОБЛЕМЕ ОГРАНИЧЕННОСТИ ПРИ ИССЛЕДОВАНИЯХ КОГНИТИВНЫХ РАДИОСИСТЕМ В. А. Головской.....	283
О РАЗРАБОТКЕ МОДЕЛИ КОМПОЗИТНОГО ПОМЕХОВО-ШУМОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков	288
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ Д. В. Вихорев, А. В. Мержвинский	293
ОНТОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ ГРАНИЧНЫХ ПРОБЛЕМ СКВОЗНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЖИЗНЕННОМ ЦИКЛЕ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С. В. Козлов.....	302
ПОДХОД К ФОРМАЛИЗАЦИИ ОПИСАНИЯ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ КОМПОНЕНТОВ СОВРЕМЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ В. С. Артамонов, А. Н. Буренин, К. А. Смирнов	311
ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ ДВУХПОРОГОВЫЙ АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЬ/ПАУЗА ДЛЯ СИСТЕМ ИДЕНТИФИКАЦИИ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ С. Алшавва, А. П. Чернышов, К. С. Шалаев, А. Д. Юдаков, Д. С. Юдаков	320
ПРЕДИКТИВНЫЙ КОНТРОЛЬ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В. В. Ларькин, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, А. С. Пермяков, И. С. Черных.....	330
ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ Д. И. Беликов, А. А. Сапрыкин, А. С. Селиванов	336
ПРОЦЕДУРА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....	346

СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ, ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ТЕРМИНОЛОГИИ, КЛАССИФИКАЦИИ, ПРИНЦИПАМ СОЗДАНИЯ О. А. Лыкова, С. А. Мочалов, А. А. Пилипов	354
СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ОЦЕНКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ ПРИ ПОМОЩИ СЦЕНАРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	
В. А. Дроговоз.....	361
СТРУКТУРА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ГРУППОВОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ	
А. В. Мефедов	370
ТЕНДЕНЦИИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КOGНИТИВНОГО РАДИО	
В. В. Никулина, И. А. Сафонов	373
УНИФИЦИРОВАННЫЕ КОММУНИКАЦИИ И ПЛАТФОРМА CRM ОПЕРАТОРА СВЯЗИ	
Ю. А. Тамм.....	377
УСЛОВИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЛИНИЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	
П. В. Лебедев, А. А. Тарасов.....	382
УСТОЙЧИВЫЕ ПРИЗНАКИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДИКТОРОВ НА ДИСКРЕТНЫХ АУДИОСИГНАЛАХ	
Н. П. Колмаков, А. А. Толстых.....	387
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА	
П. В. Заика, А. М. Кудрявцев, А. А. Смирнов.....	395

МЕТОД СИНХРОНИЗАЦИИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ

Д.В. Пушкин, А.С. Щеголеватых

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается метод мониторинга радиотрасс, позволяющий осуществлять автоматическую систему синхронизации либо с помощью антенны с равномерной диаграммой направленности, либо узким сканирующим лучом антенны.

Ключевые слова: воображаемый центр, радиолокация, отражающий слой, сканирующий луч антенны, обработка информации.

SYNCHRONIZATION METHOD OF RADIO NETWORK

D.V. Puzhkin, A.S. Schegolevatykh

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. It is considered method for monitoring radio paths, make it possible to synchronize the automatic system either by antenna with round direction diagram, or antenna with narrow scanning ray.

Keywords: imaging center, radar, reflective layer, scannig antenna ray, information processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из самых успешных методов борьбы с несанкционированным доступом в сеть радиосвязи является синхронизация сети. Метод состоит в добавлении в цикл работы передатчика временной задержки (или фазы) в каждый излученный сигнал в функции его собственной позиции относительно центра воображаемой окружности и угла между воображаемым центром и направлением на приемник. Аналогично приемник включает свою задержку в зависимости от его позиции и угла между воображаемым центром и направлением на передатчик. Воображаемый источник излучения принимается как начало отсчета (центр) в выбранной геометрической фигуре (окружности). С соответствующими задержками на обоих объектах сигнал приходит получателю с точно ожидаемым соотношением времени (или фазы). Полученные уравнения отражают задержки, которые нужно включать для связи в двух и трех измерениях.

Для обеспечения возможности установления надежной связи часто возникает необходимость в установлении фазовой когерентной связи между объектами, не обеспеченными достаточной информацией о взаимном их расположении. Предлагается способ, который обеспечивает автоматическую синхронизацию, основанную на строго геометрических соображениях, подчиняющихся условию: каждый объект знает о своей собственной позиции в пространстве относительно общей системы координат.

Для того, чтобы осуществлять автоматическую систему синхронизации либо с помощью антенны с равномерной диаграммой направленности, либо узким лучом, предписывается сканирование антенны. Для последнего случая требуется, чтобы средства помогли передатчику и приемнику установить быстро общую линию связи; предлагается схема вспомогательной синхронизации, гарантирующая любым двум антеннам,- одна передатчика и одна приемника, противостоящие друг другу один раз на каждый период сканирования. Ни одно из предлагаемых понятий не требует расширения современных методов связи.

Обычной ситуацией в системах связи бывает, когда объекты - передатчик или приемник знают координаты собственной позиции в пространстве, а не другого объекта. Например, авиация, морские судна, и наземные машины, оснащенные навигационными средствами, могут быть построены на основе решения проблемы установления синхронной связи с другими мобильными станциями, чьи позиции являются неизвестным или измененными. Принимается, что каждый объект обладает антенной системой, имеющей либо равномерную, либо узконаправленную диаграмму направленности со сканированием видимой области. Тип модуляции соответствует области интереса.

На основе принятых допущений способ, компенсирующий взаимно неизвестные позиции (и, следовательно, неизвестные расстояния между передатчиком и приемником), заключается в добавке времени или фазы задержек в передаваемый сигнал, в зависимости от позиции передатчика и направление распространения. Аналогично, получатель включает время или фазовые задержки в функции своей позиции и направления, из которого передача получена. Эти задержки являются сравнительно медленными функциями позиции в координатной области.

2. СИНХРОНИЗАЦИЯ ОБЪЕКТОВ ОГРАНИЧЕННЫХ В ДВУМЕРНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЯХ

Сначала рассмотрим обстоятельства, посредством которых оба объекта ограничены в двумерных перемещениях (или с хорошей аппроксимацией по земной поверхности). Общая система координат согласована априори как с передатчиком, так и с приемником, а круг известного радиуса определен при этом так, что все перемещения передатчика и приемника находятся в пределах круга. В этой системе координат передатчик расположен в точке P , а предполагаемый приемник - в точке Q . Геометрия ситуации проиллюстрирована на рисунке 1.

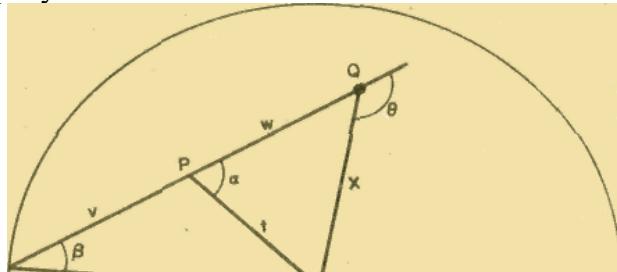


Рис. 1. Определение задержек времени синхронизации.

Точка P' определена пересечением фиксированной окружности с продолжением линии PQ . Постулируется, что ни передатчик в P , ни приемник в Q не знают позицию другого, хотя каждый знает свои собственные координаты относительно общего координатного центра; никто не обеспечен информацией, необходимой для определения длины пути OPQ . Тем не менее, передатчик в P знает расстояние OP , а при передаче в направлении Q - расстояние $OP'P$. Аналогично, приемник в Q , получая сигнал с направления P , знает расстояние $OP'Q$. Вместе два объекта обладают достаточным знанием, чтобы найти длину пути передачи OPQ .

Для того, чтобы понять логический смысл предшествующих утверждений, рассмотрим сигнал, излученный из центра O известного круга, относительно которого устанавливается время ссылки (или фазы). Сигнал, посланный на Q с O через P , должен затем подвергнуться задержке τ_1 относительно этой ссылки. Эта задержка определяется как

$$\tau_1 = u + v - t, \quad (1)$$

где u - время для электромагнитной энергии на преодоление пути OP' , v - время распространения по трассе $P'P$, а t - время распространения вдоль пути OP . Эти три величины используются для передатчика в P .

Аналогично, приемник в Q , получая сигнал от передатчика, расположенного в O , синхронизируется по времени ссылки (или фазы). Для сигнала со стороны P дополнительная задержка τ_2 должна быть добавлена приемником. Эта задержка описывается

$$\tau_2 = k - (u + v + w), \quad (2)$$

где w - время распространения вдоль пути PQ , а k - константа (в единицах времени) такая, что величина τ_2 никогда не может быть отрицательной для любых допустимых позиций для P и Q . Повторяются сведения о состоянии приемника с точки зрения транзитного времени: Q не знает w , но знает $v + w$ для каждого угла прихода, чтобы соответствующая задержка для автоматической синхронизации могла быть получена.

Суммой двух задержек τ_1 и τ_2 является $k - (t + w)$, а фактическое время передачи из O на Q через P будет $t + w$. Следовательно, точно k единиц времени теряется, включая задержки, в течение которых сообщения, переданные из центра O , достигают любого приемника через любую релейную точку в пределах круга. То же увеличение времени необходимо для связи в обратном направлении.

Остается определить задержки в P' и Q как функция угла прихода. Сначала v должна быть определена в функции α угла прихода. (см. рисунок 1). Используя формулу синусов, получим

$$\cos \beta = \frac{\sqrt{u^2 - t^2 \sin^2 \alpha}}{u}, \quad (3)$$

Используя формулу косинусов, получим

$$t^2 = u^2 + v^2 - 2uv \cos \beta, \quad (4)$$

Объединяя эти два уравнения и решая результирующее выражение для v , получим

$$v = \sqrt{u^2 - t^2 \sin^2 \alpha} - t \cos \alpha, \quad (5)$$

В аналогичном способе, получатель в Q , знающий u, x и θ , может определить $v + w$ как

$$v + w = \sqrt{u^2 + x^2 \sin^2 \theta} - x \cos \theta, \quad (6)$$

Подставляя значения v и $v + w$ в (1) и (2), получим задержки, которые нужно включать, в виде

$$\tau_1 = u + \sqrt{u^2 - t^2 \sin^2 \alpha} - t(1 + \cos \alpha), \quad (7)$$

и

$$\tau_2 = k - u - \sqrt{u^2 + x^2 \sin^2 \theta} - x \cos \theta, \quad (8)$$

Таким образом, если в передатчике P включается задержка τ_1 (на теоретический сигнал, полученный с O) при запуске в направлении, определенном α , а в приемнике Q добавляется задержка τ_2 (на этот теоретический сигнал, прибывающий с O), когда замечает, что в направлении определенном θ , два объекта выровнены для синхронной связи.

Для того, чтобы минимизировать время связи, константа k должна быть выбрана как можно меньше. Из геометрических соображений желательно установить, что $k = u + v_{\max} + w_{\max} = 3u$. Тем не менее, если определенные области в пределах фиксированного круга запрещены для размещения станций, это может произойти,

например, если время, требующееся для преодоления максимального расстояние от центра О до Q через P, менее, чем 3τ ; то k можно, соответственно, уменьшить.

3. СИНХРОНИЗАЦИЯ ОБЪЕКТОВ БЕЗ ОГРАНИЧЕНИЯ ПО МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Когда ограничения по мощности излучения отсутствуют, синхронизация может быть выполнена на антенах с круговой диаграммой направленности. В этом случае, как передатчик, так и приемник непрерывно сканируются в диапазонах τ_1 и τ_2 , соответственно. Изменение значения τ эквивалентно изменению направления потенциальной синхронизации. Использование антенн с высоким усилением означает, кроме того, непрерывное сканирование видимого пространства. И в том, и в другом случае, если это возможно, необходимо предохранять две станции от слепого поиска друг друга для исключения возможности чрезмерных затрат времени. Очевидное возражение должно вызывать такое размещение, когда P направлен на Q, а Q направлен на P, либо физически и с соответствующими задержками (высокий коэффициент усиления антенн), либо только с соответствующими задержками (с круговой диаграммой направленности). Такая схема может быть эффективной при создании всех механизмов сканирования по углу или по τ независимо от положения в пределах круга, с тем же периодом сканирования. В любой момент все передатчики направлены в сторону согласованной фиксированной точки в круге; таким образом, равные длины вдоль окружности круга оцениваются за единицу времени. В принципе каждый передатчик следит за воображаемой точкой, путешествующей вокруг области с постоянной угловой скоростью ω . Аналогично, каждый приемник, независимо от позиции в пределах круга, представлен точкой, обладающей тем же свойством, что и передатчик, но со своей линией прямой видимости, пересекающей точку на окружности в обратном направлении через приемник от точки, представленной передатчиками.

Если передатчик, расположенный в центре фиксированной окружности - в точке (0, 0) общей системы координат, спроектирован для скорости сканирования ω (радиан в секунду), затем перемещается на позицию (x, y) в пределах круга, скорость сканирования изменяется до

$$\frac{1}{t} \cos^{-1} \left[\frac{x^2 + y^2 + (r \cos \omega t - x)^2 + (r \sin \omega t - y)^2 - r^2}{2\sqrt{x^2 + y^2} \sqrt{(r \cos \omega t - x)^2 + (r \sin \omega t - y)^2}} \right], \quad (9)$$

(r - радиус круга) как легко определяется из формулы косинусов. Ясно, что в момент достижения гипотетической точки, антенна достигнет своей максимальной скорости вращения, которая, если (x, y) находится вблизи окружности, может быть значительно больше, чем ω . Для антенн с круговой диаграммой направленности скорость углового сканирования не вызывает никакого физического проявления; высокие скорости изменения τ происходят только в позициях около окружности.

Предположение присущее в вышеуказанном представлении, состоит в том, что скорость в битах является высокой по отношению к малым изменениям τ или угла сканирования. Таким образом, либо целые сообщения могут быть заменены в течение прохода двух объектов, либо синхронизация может достигаться за время, чтобы приостановливать развертку на τ и угол в соответствующий момент для дальнейшей связи.

Отметим, что сканирующая схема синхронизации является вспомогательной и несущественно в процедуре для автоматической синхронизации.

Принцип, разъясненный ранее для синхронизации сигнала, является в некотором смысле противоположностью общезвестных принципов построения систем Лоран, Шоран и т. д. В последних случаях положение определяется по относительной задержке;

схема автоматической синхронизации дает относительную задержку из рассмотрения положения (и угла прихода). Аналогия может разрабатываться дальше путем пометки точки P' в качестве базовой (ведущей) мобильной станции (излучающей воображаемый сигнал), тогда как передатчик P играет роль ведомой станции.

Конечная ширина антенного луча передатчика плюс небольшие погрешности в определении направления на антенну будут приводить к ошибке $\Delta\alpha$ угла прихода и к погрешности установлением местоположения, связанной с размещением передатчика, добавляя значение ошибки Δt в систему. Дифференцируя (7), получим сопутствующую ошибку $\Delta\tau_1$ в задержке, включенной передатчиком, которая может быть вычислена как

$$\Delta\tau_1 = \left[\frac{-t^2 \sin \alpha \cos \alpha}{\sqrt{u^2 - t^2 \sin^2 \alpha}} + t \sin \alpha \right] \Delta\alpha + \left[\frac{-t \sin^2 \alpha}{\sqrt{u^2 - t^2 \sin^2 \alpha}} - (1 + \cos \alpha) \right] \Delta t, \quad (10)$$

Аналогично, дифференцированием (8) получим ошибку $\Delta\tau_2$ в задержке, включенной приемником, в функции ошибок угла $\Delta\theta$ и ошибки положения Δx :

$$\Delta\tau_2 = \left[\frac{-x^2 \sin \theta \cos \theta}{\sqrt{u^2 + x^2 \sin^2 \theta}} - x \sin \theta \right] \Delta\theta + \left[\frac{-x \sin^2 \theta}{\sqrt{u^2 + x^2 \sin^2 \theta}} + \cos \theta \right] \Delta x, \quad (11)$$

Величина этих ошибок сильно зависит от расстояний и скорости передающей и приемной станций. В общих чертах, современные возможности измерения не таковы, чтобы тормозить эффективное создание автоматической синхронизации в практических условиях.

Вместо круга, охватывающего область работы, может быть применена любая выпуклая кривая. Если соображения безопасности важны, желательно создать "каталог" таких кривых и желательно их переключать от одной к другой в условном времени. Ясно, что задержки τ_1 и τ_2 изменяются значительно по сравнению с другими кривыми и в некоторых случаях описываются очень сложными трансцендентными функциями.

Более разумная процедура состоит из определения общей системы координат путем создания двух воображаемых контрольных точек, положения которых известны на каждый объект. Уникальное положение на поверхности каждого объекта тогда определяется, когда различие во времени и временной суммы (воображаемой) прямой передачи из одной точки и пути из первой точки во вторую точку. Линии постоянной временной разницы формируют параметрический ряд гипербол, в то время как линии постоянной суммы времени описывают эллипсы. Система координат является ортогональной с момента, когда две контрольные точки сформируют фокусы для обоих семейств кривых. В случае захвата врагом объекта (или по заданной программе), положение одной или обеих контрольных точек может быть изменены и сообщены тем объектам, которые остаются под вышеуказанным подозрением. Другие объекты затем выходят из синхронизации с сетью связи. Изменение в координатах достаточно нелинейное, т. е. фактически невозможно перемещение от одного до другого без знания новых координатных положений. Тот же принцип двумерной автоматической синхронизации геометрии может быть распространен на три измерения, разрешающего либо передатчику, либо приемнику или обоим находиться в воздухе. Так как объекты и координатный центр всегда находятся в одной плоскости, спецификация этой плоскости должна использовать соответствующие задержки, в которые нужно включать аналогичный в двумерный случай. Конфигурация двух объектов, обозначенных P и Q , в трехмерном пространстве показана на рисунке 2. Фиксированный радиус сферы для управления транзитным временем и был определен в общей декартовой системе координат X, Y, Z . Точка P' определена пересечением линии PQ с поверхностью сферы. Если передатчик в P , привязанный к координатному центру O , поворачивает свою

антенну на угол μ в плоскости, параллельной на плоскости XY, и на угол ρ в плоскости, ортогональной плоскости XY, это указывается в P'.

Аналогично, если приемник вращает свою антенну из направления O на углы λ и ϕ , параллельный и ортогональный плоскости XY, соответственно, это также отмечается в P' и P. Угол α определяется на плоскости двух объектов и координатного центра; на основе стандартных тригонометрических методов, которые он может быть получены как

$$\alpha = \pi - 2 \sin^{-1} \left[\frac{(v+u-t)(u+t-v)}{4tv} \right]^{1/2}, \quad (12)$$

а транзитное время v между P и P' может быть записано как

$$v = t \cos \mu \sin \rho + \sqrt{u^2 - t^2(1 - \cos^2 \mu \sin^2 \rho)}, \quad (13)$$

Таким образом, соответствующая задержка τ_1 , которая должна быть включена передатчиком P, определяется выражением (7), со значением α , определяемым уравнениями (12) и (13). Величина τ_1 , следовательно, является функцией углов μ и ρ плюс параметры, устанавливающие положение P в общем координатном поле.

Для приемника в Q угол θ в плоскости двух объектов и координатного центра может быть выражен аналогичным способом как

$$\theta = \pi - 2 \sin^{-1} \left[\frac{(v+u+w-x)(u+x-w-v)}{4x(v+w)} \right]^{1/2}, \quad (14)$$

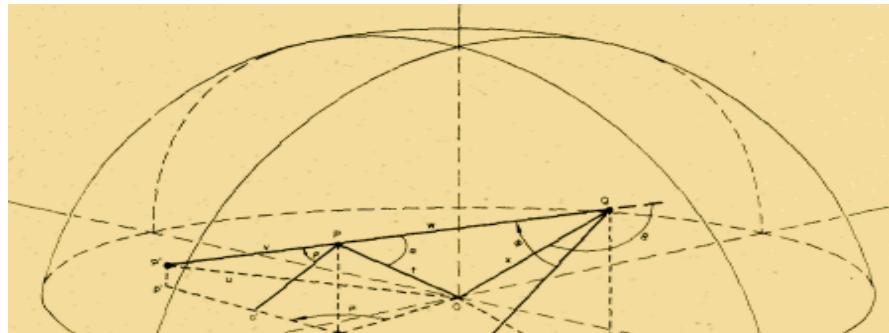


Рис. 2. Синхронизация временных задержек в трехмерном пространстве.

а транзитное время $v + w$ между Q и P' может быть вычислено как

$$v + w = x \cos \lambda \sin \phi + \sqrt{u^2 + x^2(1 - \cos^2 \lambda \sin^2 \phi)}, \quad (15)$$

Следовательно, соответствующая задержка τ_1 , которая должна быть включена приемником в Q для автоматической синхронизации из произвольной точки P, дается выражением (8) со значением θ , определяемым выражениями (14) и (15). Значение τ_2 зависит от углов λ и ϕ плюс величины u и x ; λ и ϕ определяют направление принятого сигнала относительно направления на координатный центр O, тогда как u и x определяют точку Q в общей системе координат. Конечно, возможно учредить трехмерную сканирующую систему, аналогичную той, которая описана для двумерных измерений, так что один раз в каждом полном периоде сканирования передатчик и приемник.

Точка в фиксированной сфере (или полушарие для большинства приложений), определяет начальную позицию, относительно которой она перемещается на 360° по

широте, получая приращение по долготе, а затем повторяет циклический ввод широты, и т.д., таким образом, покрывая целую сферу.

Каждый передатчик, независимо от своей позиции в пространстве, вращает свою антенну так, чтобы непрерывно следовать за гипотетической точкой. Каждый приемник, независимо от позиции, направляет свою антенну, чтобы следовать непрерывно за точкой на сфере, определенной обратным продолжением через приемник линии между приемником и гипотетической точкой. Следовательно, передатчик в произвольной точке Р и приемник в произвольной точке Q должны подвергнуться одной конфронтации на период сканирования.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, для антенн с высоким коэффициентом усиления основная трудность в использовании существующего оборудования заключается в обеспечении автоматической синхронизации в соответствии с геометрией размещения, что является часто неоценимым фактором в значительно больше степени, чем связывание с любым стандартным сканированием системы. Управление последовательностью сдвигов фазы одной функцией (что касается случая постоянной угловой скорости антенны) или очень сложной функцией не влияет на природу основного оборудования. Для антенн с круговой диаграммой направленности сложность оборудования значительно уменьшается по сравнению с теми системами, где производится синхронизация другими средствами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белавин О.В. Основы радионавигации. М.: «Советское радио», 1967, 472 с.
2. Шелухин О.И. Радиосистемы ближнего действия. М.: «Радио и связь», 1989, 238 с.
3. Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка. М.: «Советское радио», 1977, 448 с.

REFERENCES

1. Belavin O.V. Radio navigation foundations. M.: Soviet Radio, 1967, 472 p.
2. Sheloukhin O.I. Nearest Radio systems. M.: Radio and Communication, 1989, 238 p.
3. Svistov V.M. Radar signals and it processing. Soviet Radio, 1977, 448 p.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИНТЕРВАЛА ВРЕМЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИИ ИОНОСФЕРНЫХ ЗАМИРАНИЙ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ GPS-МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ

В. П. Пашинцев, М. В. Песков, Д. А. Михайлов, Н. В. Киселев

Северо-Кавказский федеральный университет, Ставрополь, Россия

Аннотация. Известны возмущения ионосферы, которые сопровождаются возрастанием мелкомасштабных флюктуаций полного электронного содержания на трассе распространения радиоволн в системах спутниковой связи. В этих условиях принимаемые сигналы могут быть подвержены временным селективным замираниям. В докладе разработана методика оценки зависимости интервала временной корреляции замираний в трансионосферных радиолиниях от характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей и флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы. Последние определяются среднеквадратическим отклонением мелкомасштабных флюктуаций полного электронного содержания на трассе распространения радиоволн и в условиях возмущений ионосферы могут возрастать на несколько порядков. В результате разработки методики получено аналитическое выражение для оценки интервала временной корреляции замираний принимаемых сигналов систем спутниковой связи, которое справедливо при произвольных значениях флюктуаций полного электронного содержания на трассе распространения радиоволны.

Ключевые слова: системы спутниковой связи, ионосфера, мелкомасштабные флюктуации, полное электронное содержание, замирания, интервалы пространственной и временной корреляции.

METHODOLOGY FOR ESTIMATING THE TEMPORAL CORRELATION INTERVAL OF IONOSPHERIC FADING BASED ON THE RESULTS OF GPS MONITORING OF THE IONOSPHERE

V. P. Pashintsev, M. V. Peskov, D. A. Mikhailov, N. V. Kiselev

North-Caucasus Federal University, Stavropol, Russia

Abstract. Perturbations of the ionosphere are known, which are accompanied by an increase in small-scale fluctuations of the total electronic content on the radio wave propagation path in satellite communication systems. Under these conditions, the received signals may be subject to temporary selective fading. The report developed a method for estimating the dependence of the time correlation interval of fading in trans-ionospheric radio lines on the characteristic sizes of small-scale inhomogeneities and fluctuations of the phase front of the wave at the output of the inhomogeneous ionosphere. The latter are determined by the standard deviation of small-scale fluctuations of the total electronic content on the radio wave propagation path and under conditions of ionospheric disturbances can increase by several orders of magnitude. As a result of the development of the methodology, an analytical expression was obtained for estimating the interval of time correlation of fading of received signals of satellite communication systems, which is valid for arbitrary values of fluctuations in the total electronic content on the radio wave propagation path.

Keywords: satellite communication systems, ionosphere, small-scale fluctuations, total electron content, fading, spatial and temporal correlation intervals.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно [1 – 3], что воздействие на ионосферу возмущающих факторов различной природы может приводить к образованию в ней интенсивных мелкомасштабных (со средними размерами $l_s \approx 10\ldots 10^3$ м) неоднородностей электронной концентрации и соответствующему увеличению мелкомасштабных флюктуаций ее полного электронного содержания (ПЭС) ΔN_T . Трансионосферное распространение радиоволн (РРВ) в системах спутниковой связи (ССС) в этих условиях сопровождается эффектами дифракции на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы и возникновением интерференционных замираний (мерцаний, сцинтиляций) общего (гладкого) или селективного (по времени, частоте и пространству) типа.

Появление общих замираний рэлеевского типа приводит к существенному снижению помехоустойчивости приема сигналов [2 – 4]. Повышение энергетического потенциала радиолинии (радиоканала) за счет увеличения длительности передаваемого сигнала (τ_s) в этих условиях приводит к дополнительному снижению помехоустойчивости ССС из-за сужения интервала временной корреляции замираний ($\tau_k \sim 1/\Delta N_T$) и выполнения условия $\tau_s > \tau_k$ возникновения время-селективных замираний [4].

Причиной увеличения степени временного - селективных замираний (τ_s/τ_k) в радиолиниях ССС является то, что по мере увеличения среднеквадратического отклонения (СКО) флюктуаций мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T} = (\overline{\Delta N^2})^{0,5}$ возрастает величина СКО флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы ($\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N_T}$), что приводит к сужению интервала временной корреляции замираний ($\tau_k \sim 1/\sigma_\varphi \sim 1/\sigma_{\Delta N_T}$). Кроме того, интервал временной корреляции замираний при трансионосферном РРВ в условиях возмущений ионосферы будет сужаться из-за уменьшения средних (характерных) размеров мелкомасштабных неоднородностей ($\tau_k \sim l_s$).

Целью доклада является разработка методики определения интервала временной корреляции замираний $\Delta\tau_k = \psi(l_s, \sigma_\varphi)$ в трансионосферных радиолиниях ССС в зависимости от характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей (l_s) и среднеквадратического отклонения флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (σ_φ).

2. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ МЕЛКОМАСШТАБНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ИОНОСФЕРЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАМИРАНИЙ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Известно [1 – 3, 5], что воздействие на ионосферу естественных (солнечная активность, стихийные бедствия и др.) и (или) искусственных (радионагрев, инжекция легкоионизирующихся веществ и т. п.) возмущающих факторов обуславливает изменения высотного (h) и пространственного ($\rho = x, y$) распределения ее электронной концентрации (ЭК) $N(\rho, h) = \bar{N}(h) + \Delta N(\rho, h)$, м^{-3} , наблюдаемые преимущественно на высотах максимально ионизированного слоя F ($h_{\max} \approx 250\ldots 350$ км). Размеры $l = (\rho, h)$ пространственных неоднородностей (флюктуаций) ЭК ионосферы $\Delta N(\rho, h)$ могут иметь масштабы от единиц метров до сотен километров. Однако в дальнейшем будут рассматриваться только мелкомасштабные флюктуации ЭК с характерным (средним)

размером $l = l_s \approx 10 \dots 10^3$ м. Они определяют мелкомасштабные флуктуации ПЭС ионосферы $\Delta N_T(\rho)$, м⁻², относительно его среднего значения \bar{N}_T в радиолинии от космического аппарата (КА) ССС с высотой отбиты $h_{KA} > h_{max}$ до наземного приемника, которые описываются выражениями вида

$$\bar{N}_T = \int_0^{h_{KA}} \bar{N}(h) dh, \text{ м}^{-2}; \Delta N_T(\rho) = \int_0^{h_{KA}} \Delta N(\rho, h) dh, \text{ м}^{-2}. \quad (1)$$

Согласно [2, 3, 5, 6] процесс распространения радиоволны с несущей частотой f_0 от КА ССС до приемника через ионосферный слой с мелкомасштабными неоднородностями (фазовый экран) в пределах области пространства ρ , ограниченной диаметром первой зоны Френеля ($l_F \approx 2\sqrt{ch_{max}/f_0} \geq l_s$), сопровождается искажениями (флуктуациями) ее фазового фронта $\Delta\phi(\rho)$, которые характеризуются величиной СКО:

$$\sigma_\phi = \langle \Delta\phi^2(\rho) \rangle^{1/2} = 80,8\pi\sigma_{\Delta N_T}/cf_0, \text{ рад}, \quad (2)$$

где $\sigma_{\Delta N_T} = \langle \Delta N_T^2(\rho) \rangle^{1/2}$ – СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы (м⁻²); c – скорость света (м/с); 80,8 – коэффициент, имеющий размерность м³/с²; f_0 – несущая частота (Гц).

В настоящее время определение СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе ионосферы (2) $\sigma_\phi \sim \sigma_{\Delta N_T}/f_0$ реализуется достаточно просто на основе результатов GPS-мониторинга мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}$ с помощью двухчастотных приемников GPS/ГЛОНАСС [7].

Известно [2, 5, 6], что по мере возрастания СКО флуктуаций фазового фронта волны (2) на выходе неоднородной ионосферы ($\sigma_\phi \sim \sigma_{\Delta N_T}$) возрастает глубина общих замираний принимаемых в ССС сигналов, характеризуемая индексом ионосферных мерцаний

$$S_4 = \sqrt{1 - \exp(-2\sigma_\phi^2)} = \sqrt{1 - \exp(-2(80,8\pi\sigma_{\Delta N_T}/cf_0)^2)}. \quad (3)$$

Кроме того, увеличение $\sigma_\phi \sim \sigma_{\Delta N_T}$ сопровождается сужением интервала пространственной корреляции трансионосферного радиоканала [5]

$$\Delta\rho_k \approx l_s/\sigma_\phi = cf_0 l_s/80,8\pi\sigma_{\Delta N_T}. \quad (4)$$

Следует учесть, что интервал временной корреляции замираний связан с интервалом пространственной корреляции прямо пропорциональной зависимостью [2] $\tau_k \approx \Delta\rho_k/v_c$, которая в соответствии с (4) для трансионосферного радиоканала имеет вид

$$\tau_k \approx \Delta\rho_k/v_c = l_s/\sigma_\phi v_c = cf_0 l_s/80,8\pi\sigma_{\Delta N_T} v_c, \quad (5)$$

где v_c – скорость перемещения спутниковой радиолинии на расстояние, соответствующее характерному размеру мелкомасштабных неоднородностей l_s ионосферы, на высоте максимума ионизации ($h_{max} \approx 250 \dots 350$ км).

Анализ приведенных выражений (3) – (5) показывает, что при возмущениях ионосферы, сопровождаемых возрастанием СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС $\sigma_{\Delta N_T} = \langle \Delta N_T^2(\rho) \rangle^{1/2}$ на трассе РРВ на 1...3 порядка, происходит пропорциональное увеличение СКО флюктуаций фазового фронта волны (3) на выходе неоднородной ионосферы ($\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N_T}$). Это обуславливает возрастание индекса ионосферных мерцаний принимаемых в ССС сигналов $S_4 \sim \sigma_\varphi$, сужение интервала пространственной $\Delta \rho_k \approx l_s / \sigma_\varphi$ и временной $\tau_k \approx l_s / \sigma_\varphi v_c$ корреляции замираний.

Однако следует обратить внимание на то, что приведенные выражения для интервала пространственной (4) $\Delta \rho_k \approx l_s / \sigma_\varphi$ и временной (5) $\tau_k \approx l_s / \sigma_\varphi v_c$ корреляции замираний являются приближенными и требуют уточнения. Это обусловлено тем, что в условиях нормальной среднеширотной ионосферы согласно экспериментальным данным [8] при малых значениях $\sigma_\varphi < 1$ рад дифракционная картина на поверхности Земли такова, что интервал корреляции равен интервалу корреляции ЭК ионосферы (т.е. $\Delta \rho_k = l_s$). В этом случае интервал временной корреляции $\tau_k \approx l_s / v_c$ замираний в трансионосферных радиоканалах при нормальной ионосфере будет иметь конечное значение. Однако согласно приближенным формулам (4), (5) при значении $\sigma_\varphi \rightarrow 0$ интервалы пространственной и временной корреляции замираний в трансионосферных радиоканалах принимают бесконечные значения: $\Delta \rho_k \approx l_s / \sigma_\varphi \rightarrow \infty$; $\tau_k \approx l_s / \sigma_\varphi v_c \rightarrow \infty$.

Отсюда следует, что приведенная выше приближенная зависимость (5) $\Delta \tau_k = \psi(l_s, \sigma_\varphi)$ интервала временной корреляции замираний в трансионосферных радиолиниях ССС от характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей (l_s) и СКО флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (σ_φ) нуждается в уточнении для области малых значений $\sigma_\varphi < 1$ рад.

Очевидно, что методика получения искомой зависимости $\Delta \tau_k = \psi(l_s, \sigma_\varphi)$ интервала временной корреляции замираний в трансионосферных радиолиниях ССС от характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей (l_s) и СКО флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (σ_φ), справедливой для больших $\sigma_\varphi < 1$ рад и малых значений $\sigma_\varphi < 1$ рад, должна включать 2 этапа:

1) получение уточненного выражения для определения интервала пространственной корреляции замираний $\Delta \rho_k = \psi(l_s, \sigma_\varphi)$ в трансионосферной радиолинии, справедливого при произвольных значениях флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы ($\sigma_\varphi < 1$ рад и $\sigma_\varphi < 1$ рад);

2) получение уточненной зависимости $\Delta \tau_k = \psi(l_s, \sigma_\varphi)$ на основе известной взаимосвязи $\tau_k \approx \Delta \rho_k / v_c$ интервалов временной и пространственной корреляции замираний в трансионосферном радиоканале.

3. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИНТЕРВАЛА ВРЕМЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИИ ЗАМИРАНИЙ

Известно [9, 10], что основой для получения аналитической зависимости $\Delta \rho_k = \psi(l_s, \sigma_\varphi)$ интервала пространственной корреляции замираний в трансионосферных радиолиниях ССС от характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей (l_s) и СКО флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (σ_φ)

является выражение для нормированной пространственной корреляционной функции замираний $K_h(\Delta\rho)$ в двух точках (с координатами ρ_1 и ρ_2), разнесенных в пространстве на интервал $\Delta\rho = \rho_1 - \rho_2$.

Известна [10] приближенная аналитическая зависимость $K_h(\Delta\rho) = \psi(\Delta\rho, l_s, \sigma_\varphi)$ коэффициента пространственной корреляции (или нормированной пространственной корреляционной функции) замираний при трансионосферном распространении радиоволн в спутниковой радиолинии:

$$K_h(\Delta\rho) = \exp(-\Delta\rho^2 / \Delta\rho_k^2) = \exp(-\sigma_\varphi^2 \Delta\rho^2 / l_s^2) \leq 1, \quad (6)$$

где интервал пространственной корреляции замираний в трансионосферных радиолиниях описывается приближенной формулой $\Delta\rho_k \approx l_s / \sigma_\varphi$

Приведенное выражение (6) получено для случая относительно небольшого по сравнению с характерным (средним) размером ионосферных неоднородностей (l_s) пространственного разноса: $\Delta\rho \ll l_s$. Данное упрощение вводится в [10] на этапе анализа выражения, описывающего пространственную функцию когерентности комплексной амплитуды поля волны в месте приема $\Gamma(\rho_1, \rho_2)$, представленную в виде суммы регулярной (I_p) и флюктуационной ($I_{\text{фл}}(\Delta\rho)$) составляющих интенсивности поля волны в плоскости приема:

$$\begin{aligned} \Gamma(\rho_1, \rho_2) &= \bar{I}_r(\Delta\rho) = I_p + I_{\text{фл}}(\Delta\rho) = \\ &= A_0^2 \exp(-\sigma_\varphi^2) + A_0^2 \left[\exp\left\{-\sigma_\varphi^2 \left[1 - \exp\left(-\Delta\rho^2 / l_s^2\right)\right]\right\} - \exp(-\sigma_\varphi^2) \right], \end{aligned} \quad (7)$$

где A_0^2 – интенсивность поля принимаемой волны при отсутствии неоднородностей ионосферы.

В частном случае $\Delta\rho = \rho_1 - \rho_2 = 0$ выражение (7) сводится к известному [5] виду для средней интенсивности в точке приема:

$$\bar{I}_r(\Delta\rho = 0) = \bar{I}_r = A_0^2 \exp(-\sigma_\varphi^2) + A_0^2 \left[1 - \exp(-\sigma_\varphi^2)\right] = A_0^2. \quad (8)$$

Представление выражения (7) для $\Gamma(\rho_1, \rho_2)$ в виде, аналогичном (8), без учета введенного в [10] упрощения ($\Delta\rho \ll l_s$) позволяет получить более сложное по сравнению с (7) уточненное выражение

$$\begin{aligned} \Gamma(\rho_1, \rho_2) &= \Gamma_p + \Gamma_{\text{фл}}(\Delta\rho) = \Gamma_p + \Gamma_{\text{фл}} K_h(\Delta\rho) = A_0^2 \exp(-\sigma_\varphi^2) + \\ &+ A_0^2 \left[1 - \exp(-\sigma_\varphi^2)\right] \frac{\exp\left\{-\sigma_\varphi^2 \left[1 - \exp\left(-\Delta\rho^2 / l_s^2\right)\right]\right\} - \exp(-\sigma_\varphi^2)}{1 - \exp(-\sigma_\varphi^2)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Достоверность полученного выражения подтверждается его сведением к известному [10] виду в частном случае относительно небольшого пространственного разноса точек приема ($\Delta\rho \ll l_s$).

Входящий в (9) сомножитель

$$K_h(\Delta\rho) = \frac{\Gamma_{\phi\text{л}}(\Delta\rho)}{\Gamma_{\phi\text{л}}} = \frac{\exp\left\{-\sigma_\phi^2[1-\exp(-\Delta\rho^2/l_s^2)]\right\}-\exp(-\sigma_\phi^2)}{1-\exp(-\sigma_\phi^2)} \leq 1 \quad (10)$$

определяет уточненный по сравнению с известным (6) коэффициент пространственной корреляции замираний при трансионосферном РРВ в ССС, но не устанавливает в явном виде зависимость $\Delta\rho_k = \psi(l_s, \sigma_\phi)$. Однако она может быть найдена для уровня $1/e$ путем решения уравнения $K_h(\Delta\rho = \Delta\rho_k) = \exp(-1)$. С учетом (10) получим уравнение

$$K_h(\Delta\rho = \Delta\rho_k) = \frac{\exp\left\{-\sigma_\phi^2[1-\exp(-\Delta\rho_k^2/l_s^2)]\right\}-\exp(-\sigma_\phi^2)}{1-\exp(-\sigma_\phi^2)} = \exp(-1). \quad (11)$$

В результате математических преобразований (11) находим зависимость

$$\Delta\rho_k = l_s \left(-\ln \left\{ 1 - \frac{1 - \ln [1 - \exp(-\sigma_\phi^2) + \exp(1 - \sigma_\phi^2)]}{\sigma_\phi^2} \right\} \right)^{0.5} \quad (12)$$

интервала пространственной корреляции замираний ($\Delta\rho_k$) в ССС от характерного (среднего) размера мелкомасштабных неоднородностей (l_s) и СКО флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (σ_ϕ).

Достоверность полученного выражения (12) подтверждается тем, что в частном случае, когда $\sigma_\phi \gg 1$, значения $\exp(-\sigma_\phi^2) \rightarrow 0$, $\exp(1 - \sigma_\phi^2) \rightarrow 0$ и (12) сводится к виду

$$\Delta\rho_k \approx l_s \left(-\ln \left(1 - (1 - \ln(1)) / \sigma_\phi^2 \right) \right)^{0.5} = l_s \left(-\ln \left(1 - \sigma_\phi^{-2} \right) \right)^{0.5}. \quad (13)$$

Воспользуемся для (13) разложением [11] в ряд Тейлора функции $\ln(1-x) = -x - x^2/2 - x^3/3 - x^4/4 \dots$, при $-1 \leq x < 1$. С учетом малости $x = 1/\sigma_\phi^2$ при $\sigma_\phi \gg 1$, можно ограничиться первым членом разложения. Тогда выражение (13) сводится к известному виду (4) $\Delta\rho_k \approx l_s / \sigma_\phi$.

Можно показать [12], что в другом случае, когда $\sigma_\phi \ll 1$, значение интервала пространственной корреляции замираний приближается к значению характерного масштаба мелкомасштабных неоднородностей ионосферы: $\Delta\rho_k \approx l_s$. Данное обстоятельство согласуется с экспериментальными данными [8], что также подтверждает достоверность полученного выражения (12).

В соответствии с полученной зависимостью (12) $\Delta\rho_k = \psi(\sigma_\phi, l_s)$ и известным выражением $\tau_k \approx \Delta\rho_k / v_c$ искомая зависимость $\Delta\tau_k = \psi(l_s, \sigma_\phi)$ интервала временной корреляции замираний в трансионосферных радиолиниях ССС от характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей (l_s) и СКО флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (σ_ϕ) будет иметь следующий вид:

$$\tau_k = \frac{l_s}{v_c} \left(-\ln \left\{ 1 - \frac{1 - \ln [1 - \exp(-\sigma_\phi^2) + \exp(1 - \sigma_\phi^2)]}{\sigma_\phi^2} \right\} \right)^{0.5}, \quad (14)$$

где σ_ϕ описывается выражением (3) $\sigma_\phi = 80,8\pi\sigma_{\Delta N_T}/cf_0$.

Анализ полученного выражения (14) показывает, что при возмущениях ионосферы, сопровождаемых возрастанием СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС $\sigma_{\Delta N_T} = \langle \Delta N_T^2(\rho) \rangle^{1/2}$ на трассе PPB и уменьшением характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей (l_s), происходит сужение интервала временной τ_k корреляции замираний принимаемых сигналов в CCC.

Достоверность полученного выражения (14) подтверждается тем, что в частном случае сильных возмущений ионосферы (возрастания $\sigma_{\Delta N_T}$ на 1...3 порядка), когда величина $\sigma_\phi \gg 1$, выражение (14) сводится к известному виду $\tau_k = l_s/v_c \sigma_\phi$, а в частном случае очень слабых возмущений, когда $\sigma_\phi \ll 1$, выражение (14) принимает конечное значение $\tau_k \approx l_s/v_c$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье разработана методика оценки зависимости $\Delta\tau_k = \psi(l_s, \sigma_\phi)$ интервала временной корреляции замираний в трансионосферных радиолиниях CCC от характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей (l_s) и СКО флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы ($\sigma_\phi \sim \sigma_{\Delta N_T}$), определяемых величиной $\sigma_{\Delta N_T}$ СКО мелкомасштабных флюктуаций ее ПЭС на трассе PPB по результатам GPS – мониторинга ионосферы.

Разработка методики осуществлено в два этапа на основе:

1) получения уточненного выражения (12) для определения интервала пространственной корреляции замираний $\Delta\rho_k = \psi(l_s, \sigma_\phi)$ в трансионосферной радиолинии, справедливого при произвольных значениях флюктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы ($\sigma_\phi < 1$ рад и $\sigma_\phi < 1$ рад);

2) получение уточненной зависимости (14) $\Delta\tau_k = \psi(l_s, \sigma_\phi)$ на основе известной взаимосвязи $\tau_k \approx \Delta\rho_k/v_c$ интервалов временной и пространственной корреляции замираний в трансионосферном радиоканале.

Достоверность полученного выражения (14) подтверждается тем, что в частном случае сильных возмущений ионосферы (возрастания), когда величина $\sigma_\phi \gg 1$, выражение (14) сводится к известному виду $\tau_k = l_s/v_c \sigma_\phi$, а в частном случае очень слабых возмущений, когда $\sigma_\phi \ll 1$, оно принимает конечное значение $\tau_k \approx l_s/v_c$.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда в рамках научного проекта № 22-21-00768 (<https://rscf.ru/project/22-21-00768>) «Методология построения структурно-физических моделей трансионосферных радиоканалов и их применения к анализу спутниковых радиосистем при ионосферных сцинтиляциях».

ЛИТЕРАТУРА

1. Bogusch R.L., Gulgiano F. W., Knepp D.L. Frequency-selective scintillation effects end decision feedback equalization in high data-rate satellite links // Proceedings of the IEEE, 1983, Vol. 71, No. 6. – Pp. 754-767.
2. Pashintsev V.P., Peskov M.V., Kalmykov I.A., Zhuk A.P., Toiskin V.E. Method for forecasting of interference immunity of low frequency satellite communication systems // AD ALTA-Journal of interdisciplinary research, 2020, Vol. 10, No. 1. – Pp. 367-375.
3. Pashintsev V.P., Peskov M.V., Kalmykov I.A., Zhuk A.P., Senokosov M.A. Method for the evaluation of ionospheric diffractive and dispersive properties impact on the interference immunity of satellite communication systems // International Journal of Civil Engineering and Technology (IJCIET), 2018, Vol. 9, No. 13, – Pp. 44–61.
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. – 728 с.
5. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансионосферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. Приложение к журналу Инфокоммуникационные технологии. Выпуск 4. ПГАТИ. Самара: 2006. – 358 с.
6. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. Случайные поля. М.: Наука. 1978. – 463 с.
7. Pashintsev, V.P., Linets, G.I., Slyusarev, G.V., Peskov, M.V., Melnikov, S.V. GPS monitoring of small-scale fluctuations of total electron content of ionosphere // International Journal of Advanced Research in Engineering and Technology, 2020, Vol. 11, No. 5, - Pp. 341-352.
8. Колесов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. М.: Связь, 1969. – 155 с.
9. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.
10. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П., Еремин А.М. Модель пространственно-временного канала космической связи // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2003, Т. 6, № 5. – С. 63 – 69.
11. Грандштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. – 1108 с.
12. Pashintsev V.P, Koval S.A., Chipiga A.F., Skorik A.D. Analytical method for determining the interval of spatial correlation of fading in a single-beam decameter radio line // Telecommunication and radio engineering, 2021, Vol. 80, No. 2. - Pp. 89-104.

REFERENCES

1. Bogusch R.L., Gulgiano F. W., Knepp D.L. Frequency-selective scintillation effects end decision feedback equalization in high data-rate satellite links // Proceedings of the IEEE, 1983, Vol. 71, No. 6. – Pp. 754-767.
2. Pashintsev V.P., Peskov M.V., Kalmykov I.A., Zhuk A.P., Toiskin V.E. Method for forecasting of interference immunity of low frequency satellite communication systems // AD ALTA-Journal of interdisciplinary research, 2020, Vol. 10, No. 1. – Pp. 367-375.
3. Pashintsev V.P., Peskov M.V., Kalmykov I.A., Zhuk A.P., Senokosov M.A. Method for the evaluation of ionospheric diffractive and dispersive properties impact on the interference immunity of satellite communication systems // International Journal of Civil Engineering and Technology (IJCIET), 2018, Vol. 9, No. 13, – Pp. 44–61.
4. Fink L.M. Theory of transmission of discrete messages. M.: Sov. radio, 1970. – 728 p.
5. Maslov O.N., Pashintsev V.P. Models of trans-ionospheric radio channels and noise immunity of space communication systems. Appendix to the journal Infocommunication Technologies. Issue 4. PGATI. Samara: 2006. – 358 p.

6. Rytov S.M, Kravtsov Y.A., Tatarsky V.I. Introduction to Statistical Radiophysics. Part 2. Random fields. M.: Nauka. 1978. – 463 p.
7. Pashintsev, V.P., Linets, G.I., Slyusarev, G.V., Peskov, M.V., Melnikov, S.V. GPS monitoring of small-scale fluctuations of total electron content of ionosphere // International Journal of Advanced Research in Engineering and Technology, 2020, Vol. 11, No. 5, - Pp. 341-352.
8. Kolosov M.A., Armand N.A., Yakovlev O.I. Propagation of radio waves in space communications. M.: Svyaz, 1969. – 155 p.
9. Klovsky D.D. Transmission of discrete messages via radio channels. M.: Radio i svyaz, 1982. – 304 p.
10. Pashintsev V.P., Solchatov M.E., Gakhov R.P., Eremin A.M. Model of the space-time channel of space communication // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2003, Vol. 6, No. 5. – Pp. 63 – 69.
11. Gradstein I.S., Ryzhik I.M. Tables of integrals, sums, series and products. M.: Nauka, 1971. – 1108 p.
12. Pashintsev V.P, Koval S.A., Chipiga A.F., Skorik A.D. Analytical method for determining the interval of spatial correlation of fading in a single-beam decameter radio line // Telecommunication and radio engineering, 2021, Vol. 80, No. 2. - Pp. 89-104.

МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ ТРЕБУЕМОГО УРОВНЯ СВЯЗНОСТИ СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫМ ПРИНЦИПОМ РЕТРАНСЛЯЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ

М. С. Иванов¹

¹ Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. В статье проведен анализ основ организации боевого управления авиацией с точки зрения организации сетей воздушной радиосвязи. Сеть управления представляет собой двух уровневую топологию в которой реализован децентрализованный принцип распределения информационных потоков по *Mesh*-технологии. Введен показатель связности сети и представлена методика обоснования требуемого уровня связности для повышения пропускной способности сети воздушной радиосвязи управления авиацией.

Ключевые слова: сеть воздушной радиосвязи, управление авиацией, децентрализованная сеть, связность сети.

METHODOLOGY FOR SUBSTANTIATING THE REQUIRED LEVEL OF CONNECTIVITY OF AN AIR RADIO NETWORK WITH A DECENTRALIZED PRINCIPLE OF RELAYING INFORMATION FLOWS TO INCREASE THROUGHPUT

M. S. Ivanov¹

Military Training and Research Center of the Air Force “Military Air Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and J. A. Gagarin”, Voroneg, Russia

Abstract. The article analyzes the basics of the organization of combat aviation control from the point of view of the organization of air radio communication networks. The management network is a two-level topology in which the decentralized principle of distribution of information flows by Mesh technology is implemented. An indicator of network connectivity is introduced and a methodology is presented to substantiate the required level of connectivity to increase the capacity of the air radio communication network of aviation management.

Keywords: aerial radio communication network, aviation control, decentralized network, network connectivity.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сеть воздушной радиосвязи (СВРС) является основным элементом объединенной воздушно-космической сети связи (ОВКСС) управления авиацией, учитывающей как особенности сетевентрического управления, так и уровень транзитного трафика при организации сети по децентрализованному принципу.

Как показали результаты моделирования, представленные в [1-5] децентрализованный принцип организации сети обладает явными преимуществами по сравнению с иерархическим принципом ретрансляции по показателю пропускной способности сети. Вместе с тем остается открытым вопрос о необходимом уровне

связности периферийного сегмента СВРС функционирующего на основе *Mesh*-технологии (топология сети, отдельные узлы которой напрямую, в динамическом режиме и в отсутствие какой-либо строгой иерархии подключаются к максимально возможному количеству других узлов с целью эффективной передачи данных. *Mesh*-сети способны самоорганизовываться и самонастраиваться, например, в случае перераспределения рабочих нагрузок и при выходе из строя отдельных узлов. Идеальная, или полно связная *Mesh*-сеть предполагает прямое физическое соединение всех ее узлов друг с другом (режим «каждый с каждым»), чтобы реализовать это преимущество.

В данной работе решается частная научная задача разработки методики обоснования требуемого уровня связности СВРС с децентрализованным принципом ретрансляции информационных потоков для повышения ее пропускной способности.

Данная методика позволит сформировать требования к минимальному значению среднесетевому коэффициенту связности $k_{\text{св}}$ периферийного сегмента который обеспечит передачу заданного объема трафика от всех абонентов СВРС, при этом обеспечить время задержки при передаче по информационному направлению связи (ИС) «из конца – в конец» не выше требуемого значения.

2. МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ ТРЕБУЕМОГО УРОВНЯ СВЯЗНОСТИ СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Как показывает анализ современных работ в области организации боевого управления авиацией [6-8], существует два основных способа управления:

- 1) управление с наземного пункта управления (НазПУ);
- 2) управление с воздушного (ВозПУ).

При этом управление с наземных ПУ (рисунок 1) осуществляется при наличии развернутой наземной инфраструктуры управления, как правило, на территории России или дружественных стран. При необходимости проведения военных операций в других странах, в которых наземная инфраструктура управления отсутствует, основным способом управления авиацией становится управление с воздушного ПУ. В качестве такого воздушного ПУ традиционно используется авиационный комплекс радиолокационного дозора и наведения (АК РЛДН) – рисунок 2.

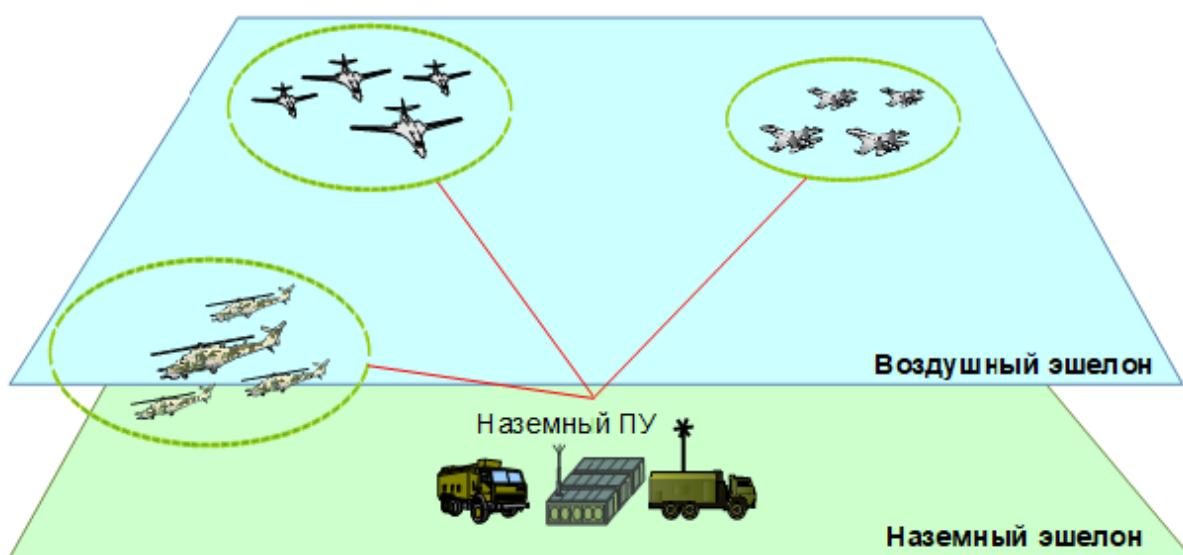


Рис. 1. Использование наземного пункта управления для управления авиацией

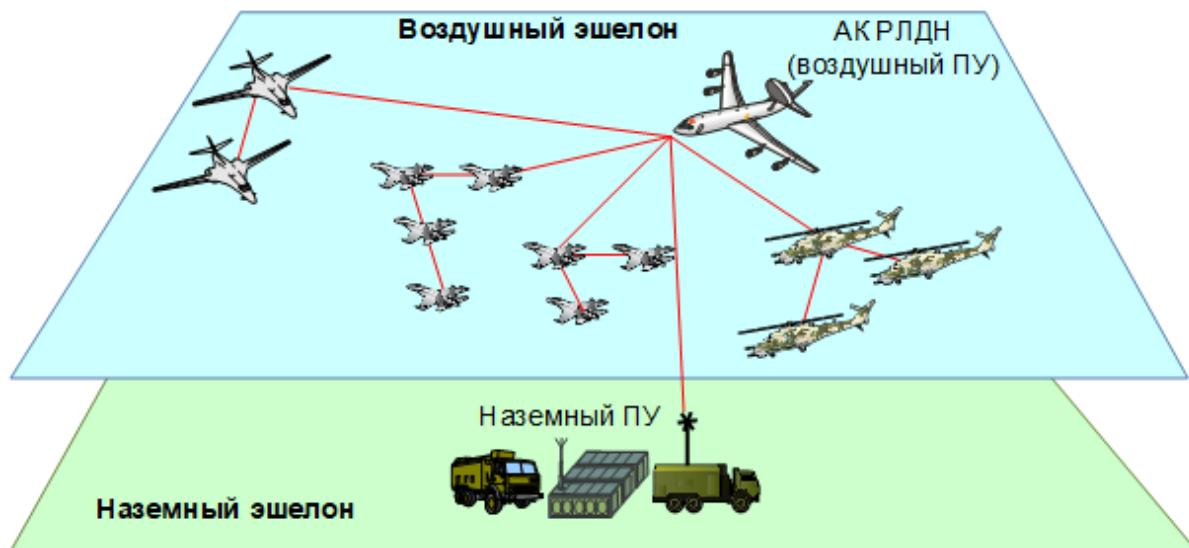


Рис. 2. Использование АК РЛДН для управления авиацией

В работе в качестве примера, рассмотрена организация управления авиацией с воздушного пункта управления, как более сложная и трудно реализуемая. Сеть воздушной радиосвязи является двухуровневой и состоит из СВРС АК РЛДН и смежные сети организаций взаимодействия авиации – рисунок 3.

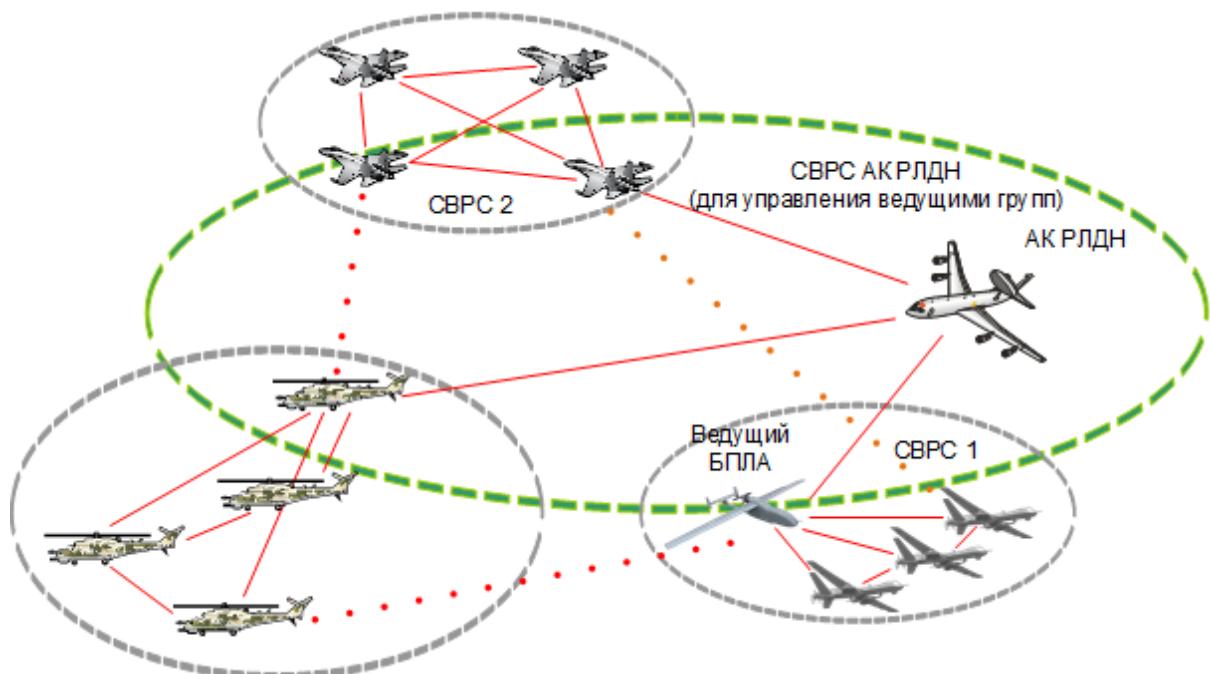


Рис. 3. Двухуровневая сеть воздушной радиосвязи управления авиацией

Общая интенсивность трафика, циркулирующего в СВРС, при условии, что наземный ПУ или АК РЛДН являются доминирующим абонентом и передает трафик с интенсивностью λ всем абонентам сети, будет равна:

$$\sum_{n=1}^N (\Lambda_{AK\ RLDN\ n} + \Lambda_n) \quad (1)$$

где: Λ_n – интенсивность трафика в n -ой СВРС без учета трафика квитанций об успешной доставке и внешнего трафика, поступающего в СВРС [бит/с]; $\Lambda_{AK\ RLDN}$ –

суммарная интенсивность трафика в СВРС АК РЛДН с учетом поступления трафика от АК РЛДН, транзитного трафика от СВРС, а также трафика квитанций об успешной доставке [бит/с].

при этом можно считать, что:

$$\Lambda_1 = \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^N (\Lambda_{AK\ RLDN\ n} + \Lambda_n). \quad (2)$$

Среднесетевой коэффициент связности k_{cb} является, величиной обратной среднему числу ретрансляций в Mesh-сегменте СВРС: $R = 1/k_{cb}$.

В этом случае общая интенсивность трафика в конкретной СВРС, будет определяться как:

$$\Lambda_{CBPC}(k_{cb}) = \Lambda_1 \left(\frac{1}{k_{cb}} k_{bh} (1 - k_{bh\ AK\ RLDN}) + k_{bh} N k_{bh\ AK\ RLDN} + 1 \right), \quad (3)$$

где: $k_{bh\ AK\ RLDN\ n}=0\dots 1$ – коэффициент определяющий долю внешнего трафика n -ой СВРС, передаваемого только через центральную СВРС с АК РЛДН; $k_{bh\ n}=0\dots 1$ – коэффициент внешнего трафика n -ой СВРС, определяется как доля трафика СВРС передаваемого как через центральную СВРС АК РЛДН, так и через смежные СВРС, объединенные по *Mesh*-технологии.

Длительность задержки при передаче по ИНС «из конца – в конец», будет равна:

$$T_{зад\ ИНС}(k_{cb}) = T_{зад}(k_{cb}) \left(1 + \frac{1}{k_{cb}} \right), \quad (4)$$

где $T_{зад}$ определяется:

$$T_{зад}(k_{cb}) = \frac{D_{mes}}{C} \left[\left(\frac{\Lambda_{CBPC}(k_{cb})}{S(k_{cb})C} - 1 \right) \left(\frac{\Lambda_{CBPC}(k_{cb})}{S(k_{cb})C} (2a + K + 1) + 1 + a \right) + 1 + a \right], \quad (5)$$

где: C – эффективная пропускная способность ИНС в СВРС [бит/с]; D_{mes} – объем пакета в n -ой СВРС [бит]; S_n – относительная пропускная способность канала множественного доступа n -ой СВРС нормированная к C ; K_n – настойчивость протокола множественного доступа n -ой СВРС, определяется как число попыток передачи пакета, в случае если предыдущие попытки оканчиваются неудачей.

Тогда:

$$S(k_{cb}) = \frac{\Lambda_{CBPC}(k_{cb}) e^{-\frac{d_{max}}{cD_{mes}} \Lambda_{CBPC}(k_{cb})}}{\Lambda_{CBPC}(k_{cb})(1+2a) + C e^{-\frac{d_{max}}{cD_{mes}} \Lambda_{CBPC}(k_{cb})}}, \quad a = \frac{d_{max} C}{cD_{mes}}, \quad K \leq \frac{C(T_m - t)}{D_{mes}}. \quad (6)$$

Где: d_{max} – максимальный радиус n -ой СВРС [км]; a – параметр зависящий от радиуса электромагнитной доступности СВРС (максимальное расстояние между самыми удаленными абонентами сети).

Для обеспечения заданной своевременности информационного обеспечения действий авиации, значение $T_{зад}$ не должно превышать ограничений по требуемому времени доведения сообщений в СВРС – T_m :

$$T_{зад\ ИНС}(k_{cb}) \leq T_m. \quad (7)$$

Из выражения (7) определим минимальный уровень среднесетевого коэффициента связности k_{cb} при котором обеспечивается выполнение условия (7), при этом учтем, что на k_{cb} наложены дополнительные «ограничения снизу»:

$$k_{cb} \geq \frac{1}{N-1}. \quad (8)$$

Это условие соответствует нижнему пределу связности *Mesh*-сегмента СВРС при снижении ниже которого, этот сегмент начинает распадаться на несвязанные кластера.

Преобразуем выражение (5) к виду:

$$f(k_{\text{cb}}) = T_{\text{зад ИНС}}(k_{\text{cb}}) - T_m = 0, \quad (9)$$

и подставляя в него выражения (4), (5) и далее (3), (2) получим трансцендентное уравнение относительно среднесетевого коэффициента связности k_{cb} (здесь не приводится ввиду громоздкости записи).

В связи с трансцендентностью решения для уравнения (9) относительно параметра k_{cb} , решение предлагается произвести в численном виде с использованием метода Ньютона (метода касательных) [9].

Особенностью методики является численное решение уравнения (9) относительно k_{cb} . В соответствии с методом Ньютона [9] выбор начальной точки и направления приближения при построении касательных определяется путем определения произведения производных функции (9). В случае если произведение отрицательно:

$$f'(k_{\text{cb}}) f''(k_{\text{cb}}) < 0, \quad (10)$$

то приближение осуществляется слева, если положительно:

$$f'(k_{\text{cb}}) f''(k_{\text{cb}}) > 0 - \text{то справа}. \quad (11)$$

Минимальное значение для k_{cb} установим равным $1/(N-1)$ в соответствии с выражением (12). Максимальное значение $k_{\text{cb}} - 1$.

$$R = \begin{cases} \infty, & \text{при } k_{\text{cb}} < \frac{1}{N-1} \\ \frac{1}{k_{\text{cb}}}, & \text{при } k_{\text{cb}} \geq \frac{1}{N-1} \end{cases}. \quad (12)$$

Задается искомая точность поиска решения ε для значения k_{cb} . Итерационная процедура поиска численного решения заключается в последовательном нахождении значений $k_{\text{cb}} n+1$:

$$k_{\text{cb}n+1} = k_{\text{cb}n} - \frac{f(k_{\text{cb}n})}{f'(k_{\text{cb}n})}, \quad (13)$$

пока не будет достигнута заданная точность:

$$|k_{\text{cb}n+1} - k_{\text{cb}n}| \leq \varepsilon, \quad (14)$$

или

$$\left| \frac{f(k_{\text{cb}n})}{f'(k_{\text{cb}n})} \right| \leq \varepsilon. \quad (15)$$

Значение k_{cb} которое является решением уравнения $f(k_{\text{cb}})=0$ задаваемого выражением (9) и определяет минимальный уровень связности *Mesh*-сегмента СВРС при котором обеспечивается время задержки при передаче по ИНС «из конца – в конец» не выше требуемого значения.

Если решение не будет найдено, значит для сети задана слишком высокая нагрузка, которая не может быть обеспечена за счет увеличения уровня связности сети и требуется повышение фундаментального параметра сетей связи – их пропускных способностей.

Общая схема методики обоснования требуемого уровня связности единой сети воздушной радиосвязи с АК РЛДН в качестве Воз ПУ с децентрализованным принципом ретрансляции информационных потоков для повышения ее пропускной способности представлена на рисунке 4.

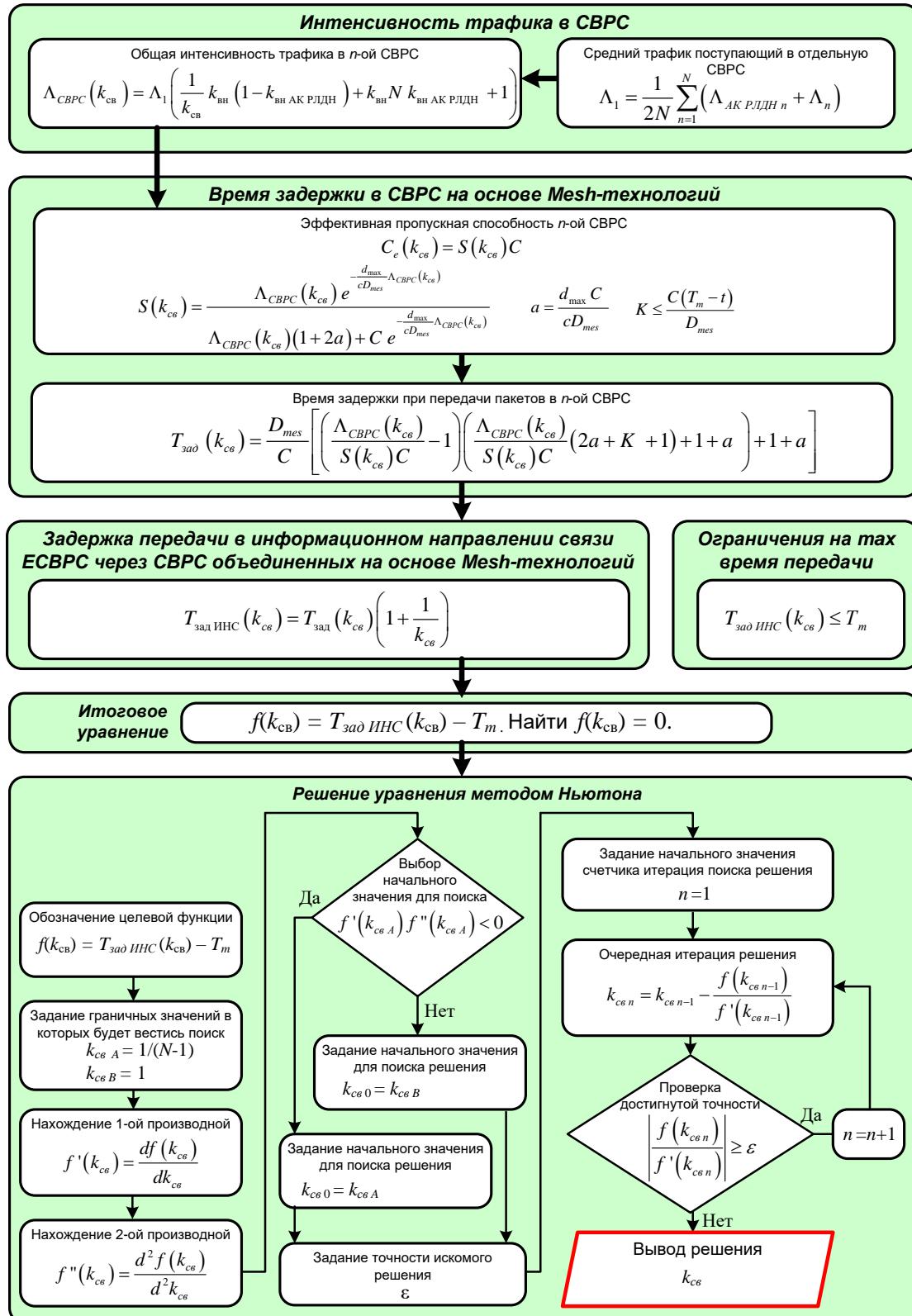


Рис. 4. Схема методики обоснования требуемого уровня связности СВРС с АК РЛДН и децентрализованным принципом ретрансляции информационных потоков

Новизной методики, отличающей ее от аналогичных работ [10-13], является то, что она:

- учитывает особенности управления авиацией с Воз ПУ (АК РЛДН);

- учитывает специфику организации сетей воздушной радиосвязи и управление летательными аппаратами с Воздушным ПУ (АК РЛДН) с использованием децентрализованного принципа ретрансляции информационных потоков на основе *Mesh*-технологий;

- позволяет произвести вычисление требуемого показателя связности для нижнего уровня сложной двухуровневой сети связи, основу которой на верхнем уровне составляет центральная СВРС АК РЛДН для управления группами летательных аппаратов (Беспилотных летательных аппаратов (БЛА)), а нижний уровень сети образован отдельными периферийными СВРС для обмена данными внутри групп летательных аппаратов (БЛА), причем эти периферийные СВРС объединены на основе *Mesh*-технологии.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Решение задачи обслуживания в СВРС большого количества абонентов на театре военных действий решается путем перехода к децентрализованному принципу ретрансляции.

Для обоснованного выбора минимального значения коэффициента связности k_{cs} разработана методика обоснования требуемого уровня связности СВРС с децентрализованным принципом ретрансляции информационных потоков для повышения пропускной способности. Данная методика отличается от уже известных, элементами научной новизны: учитывает особенности управления авиацией с наземного ПУ или Воздушного ПУ (АК РЛДН); учитывает специфику организации СВРС с использованием децентрализованного принципа ретрансляции информационных потоков на основе *Mesh*-технологий, а так же позволяет произвести вычисление требуемого показателя связности для нижнего уровня сложной двухуровневой сети связи, основу которой на верхнем уровне составляет центральная СВРС АК РЛДН для управления группами летательных аппаратов и БЛА, а нижний уровень сети образован отдельными периферийными СВРС для обмена данными внутри групп объединенных на основе *Mesh*-технологии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов М. С. Модель интенсивности трафика канала управления летательным аппаратом // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б. Я. Осипова (г. Воронеж, 27-29 сентября 2022 г.): в 6 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. - С. 190-198.
2. Иванов М. С., Понаморев А. В., Макаренко С. И. Моделирование трафика, передаваемого в канале управления летательным аппаратом при управлении им в процессе выполнения специальных задач. Часть 1. Модель интенсивности нестационарного трафика на различных этапах полета // Системы управления, связи и безопасности. 2021. №6. - С. 120-147.
3. Иванов М. С., Понаморев А. В., Макаренко С. И. Моделирование трафика, передаваемого в канале управления летательным аппаратом при управлении им в процессе выполнения специальных задач. Часть 2. Экстраполяция и прогнозирование интенсивности нестационарного трафика // Системы управления, связи и безопасности. 2021. №6. - С. 148-172.
4. Смирнов С. В., Макаренко С. И., Иванов М. С., Попов С. А. Единая сеть воздушной радиосвязи управления авиацией с АК РЛДН основанная на децентрализованном принципе ретрансляции информационных потоков // Инфокоммуникационные технологии. 2018. Т. 16. № 1. - С. 57-68.

5. Смирнов С. В., Макаренко С. И., Иванов М. С., Попов С. А. Единая сеть воздушной радиосвязи управления авиацией с АК РЛДН, основанная на иерархическом принципе ретрансляции информационных потоков // Системы управления, связи и безопасности. 2018. №3. - С. 54-68.
6. Смирнов С. В. Анализ способов и средств управления авиацией с авиационного комплекса радиолокационного дозора и наведения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. - С. 69-100.
7. Смирнов С. В. Модель сети воздушной радиосвязи для управления авиацией с авиационного комплекса радиолокационного дозора и наведения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. - С. 165-181.
8. Смирнов С. В. Анализ исследований в области авиационной радиосвязи и обоснование перспективных путей совершенствования сетей радиосвязи управления авиацией с авиационного комплекса радиолокационного дозора и наведения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 3. С. 1-27.
9. Амосов А. А., Дубинский Ю. А., Копченова Н. П. Вычислительные методы для инженеров // М.: Высшая школа, 1994. – 544 с.
10. Аганесов А. В., Макаренко С. И. Балансировка информационной нагрузки между воздушным и космическим сегментами объединенной воздушно-космической сети связи построенной на основе Mesh-технологий // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2016. Том 7. № 1. - С. 17-25.
11. Легков К. Е. Методы повышения производительности беспроводных *Mesh*-сетей специального назначения // T-Comm. 2011. № 3. - С. 46-48.
12. Кулаков М. С. Применение алгоритмов самоорганизации для режима VDL-2 // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2012. Т. 5. № 5. - С. 58-62.
13. Цветков К. Ю. Концепция построения разновысотной многоспутниковой системы связи с мобильными абонентами: пропускная способность межспутниковых и фидерных радиолиний / Цветков К. Ю., Родионов А. В, Акмолов А. Ф, Ефимов С. Н., Косаревич Д. В., Викторов Е. А. // Труды Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. 2011. № 633. - С. 108-123.

REFERENCES

1. Ivanov M. S. Traffic intensity model of the aircraft control channel. RLNC*2022, 2022, No. 1. - Pp. 190-198.
2. Ivanov M. S., Ponamorev A. V., Makarenko S. I. Simulation of the teletraffic that transmitted in a radio channel of control combat aircraft. Part 1. Non-stationary teletraffic intensity model at various flight stages. Systems of Control, Communication and Security, 2021, No. 6. - Pp. 120-147.
3. Ivanov M. S., Ponamorev A. V., Makarenko S. I. Simulation of the teletraffic that transmitted in a radio channel of control combat aircraft. Part 2. Extrapolation and forecasting of the intensity of non-stationary traffic. Systems of Control, Communication and Security, 2021, No. 6. - Pp. 148-172.
4. Smirnov S. V., Makarenko S. I., Ivanov M. S., Popov A. S. AWACS guided integrated aircraft control radio network based on decentralized routing / Smirnov S. V., Makarenko S. I., Ivanov M. S., Popov A. S. // Infokommunikacionnye tehnologii, 2018, Vol. 16, No. 1. - Pp. 57-68.
5. Smirnov S. V., Makarenko S. I., Ivanov M. S., Popov S. A. Integral radio network of aircrafts control from AWACS, based on the hierarchical principle of routing / Smirnov S. V., Makarenko S. I., Ivanov M. S., Popov S. A. // Systems of Control, Communication and Security, 2018, No. 3 - Pp. 54-68.

6. Smirnov S. V. The Analysis of Ways and Means to Control the Aircrafts from AWACS. Systems of Control, Communication and Security, 2017, No. 2. - Pp. 69-100.
7. Smirnov S. V. Air radio network model for AWACS-controlled aircraft. Systems of Control, Communication and Security, 2017, No. 2. - Pp. 165-181.
8. Smirnov S. V. Analysis of research in the field of aviation radio communication and justification of promising ways to improve radio communication networks of aviation management from the aviation complex of radar surveillance and guidance. Control, Communication and Security, 2017, No. 3. Pp. 1-27.
9. Amosov A. A., Dubinskii Iu. A., Kopchenova N. P. Computational methods for engineers. Moscow, High School, 1994. - 544 p.
10. Aganesov A. V., Makarenko S. I. The traffic balancing method between aero and space segments in aerospace network based on Mesh-technology. H&ES Research, 2016, Vol. 8. No. 1. - Pp. 17-25.
11. Legkov K. E. Methods of increase productivity of wireless mesh-networks of a special purpose. T-Comm, 2011, No. 3. - Pp. 46-48.
12. Kulakov M. S. Application of algorithms of self-organization for VDL mode-2. Fundamental problems of electronic instrumentation, 2012, Vol. 12. No. 5. - pp. 58-62.
13. Cvetkov K. U. The concept of building a multi-satellite multi-satellite communication system with mobile subscribers: the bandwidth of inter-satellite and feeder radio lines / Cvetkov K. U., Rodionov A. V., Akmolov A. F., Efimov S. N., Kosarevich D. V., Viktorov E. A. // Proceedings of the Military Space Academy named after A. F. Mozhaisky. 2011. № 633. C. 108-123.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА К ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

С. Н Ракицкий, В.Б. Сычужников, В.И. Штаненко

Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассматривается методика оценки устойчивости средств радиосвязи УКВ-диапазона, к электромагнитным импульсным воздействиям большой мощности, позволяющая для каждого установленного нежелательного события идентифицировать как уровни, так и компоненты ответственные за исправность средств радиосвязи на основе логико-вероятностного метода и перейти от энергетического подхода при оценке устойчивости, к вероятностному.

Ключевые слова: средства радиосвязи, электромагнитные импульсные воздействия большой мощности, устойчивость, дерево неисправностей.

METHODOLOGY FOR ASSESSING THE STABILITY OF VHF - BAND RADIO COMMUNICATIONS TO HIGH - POWER ELECTROMAGNETIC PULSE EFFECTS

S. N. Rakitsky, V.B. Sychuzhnikov, V.I. Shtanenko

Military Academy of Communications (VAS), Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article discusses a technique for assessing the stability of VHF radio communications to electromagnetic pulse effects of high power, which allows for each established undesirable event to identify both the levels and components responsible for the serviceability of radio communications based on the logical-probabilistic method and move from the energy approach to the assessment of stability to probabilistic.

Keywords: means of radio communication, electromagnetic pulse effects of high power, stability, fault tree.

1. ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение показателей устойчивости специальных средств радиосвязи (СРС) к электромагнитным импульсным воздействиям большой мощности (ЭМИВБМ) являются необходимым качеством современных технических систем, предназначенных для функционирования в сложной электромагнитной обстановке.

При разработке специализированных СРС возникают вопросы в реализации традиционных подходов к заданию и подтверждению требований устойчивости. На практике основным подтверждением устойчивости является проведение натурных испытаний, с фактическим воздействием на СРС ЭМИВБМ по биноминальному плану типа «отказ-норма». В данном энергетическом подходе при определении показателей устойчивости берется во внимание только значение энергии ЭМИВБМ, что является причиной возникновения таких недостатков, как малая информативность испытаний, отсутствие возможности экстраполировать результаты испытаний на другие частные случаи воздействия, низкая достоверность результатов вследствие единичности нагрузений и т.п. Таким образом проведение экспериментальных исследований имеет демонстрационный характер, показывающий отсутствие явных конструктивных ошибок [1-3].

2. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ

Тенденцией последнего времени из-за возрастающих финансовых и технических ограничений является снижение возможностей проведения крупномасштабных натурных опытов, явившихся основой подтверждения стойкости. Это влечет за собой развития расчетно-экспериментальных методов подтверждения устойчивости с использованием аппарата математической статистики с целью построения вероятностных моделей и переходу от энергетического подхода оценки устойчивости, к вероятностному.

Вероятностный подход имеет следующую методику оценки устойчивости:

определение энергии ЭМИВБМ в точке воздействия;

построение модели энергетического воздействия ЭМИВБМ на СРС;

декомпозиция объекта воздействия и определение вероятности потери работоспособности основных узлов СРС при ЭМИВБМ;

оценка вероятности потери работоспособности СРС при ЭМИВБМ.

Определение энергии ЭМИВБМ в точке воздействия. Расчет энергетических характеристик ЭМИВБМ проводится на основе определения плотности потока энергии электромагнитного поля в точке воздействия.

Плотность потока энергии определяется численным значением модуля вектора Умова-Пойтинга Π в направлении максимального излучения, учитывая характеристики полупроводящей сферической поверхности Земли и направленные свойства антенны:

$$\Pi_{\max}(r) = \frac{P_u \cdot D_1 \cdot p}{4\pi \cdot r^2} \cdot F \cdot t_u \quad (1)$$

где:

P_u – мощность излучения;

D_1 – КНД передающей антенны;

p – коэффициент согласования;

F – множитель ослабления;

r – расстояние от точки излучения до объекта воздействия;

t_u – длительность импульса.

Мощность ЭМИВБМ P_u определяется согласно выражения:

$$P_u(t) = P \frac{1}{t_u} \int_0^{t_u} |S(t)|^2 dt, \quad (2)$$

где: P – мощность источника излучения;

$S(t)$ – временная характеристика ЭМИВБМ;

t_u – длительность импульса [4-7].

Множитель ослабления рассчитывают исходя из того, что электрическое поле радиоволны в точке приема рассматривается как результат интерференции прямого луча и луча, отраженного от поверхности Земли и попадающего в точку приема:

$$F = \sqrt{1 + 2R \cos(\theta + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r) + R^2}, \quad (3)$$

где:

R – модуль коэффициента отражения;

θ – угол потери фазы при отражении;

h_1 и h_2 – высота подъема передающей и приемной точки, Δr – разность хода лучей ($\Delta r = 2h_1h_2/r$).

На рис. 1 построена зависимость энергии излучаемого радиочастотного импульса с мощностью 200 МВт от расстояния с учетом параметров полупроводящей сферической поверхности Земли.

Декомпозиция объекта воздействия. Применительно к современным СРС для декомпозиции аппаратной структуры и программного обеспечения необходимо применять базовую эталонную модель взаимодействия открытых систем (OSI).

В современных СРС существует тенденция реализации первых трех уровней модели OSI непосредственно в радиотехнической аппаратуре. Уровни выше третьего реализуются во внешней аппаратуре (персональных компьютерах, аппаратуре боевого управления). Связь между внешней аппаратурой и непосредственно радиотехническим устройством реализуется с помощью внешних интерфейсов (Ethernet, RS-232 и т.д.)

Таким образом непосредственное влияние ЭМИВБМ будет оказывать на физические уровни СРС и внешние интерфейсы до четвертого уровня эталонной модели.

На физическом уровне необходимо рассматривать функциональные узлы и блоки СРС отвечающие за взаимодействие с физической средой. К данному уровню относятся: АФУ, входные тракты СРС и т.д.

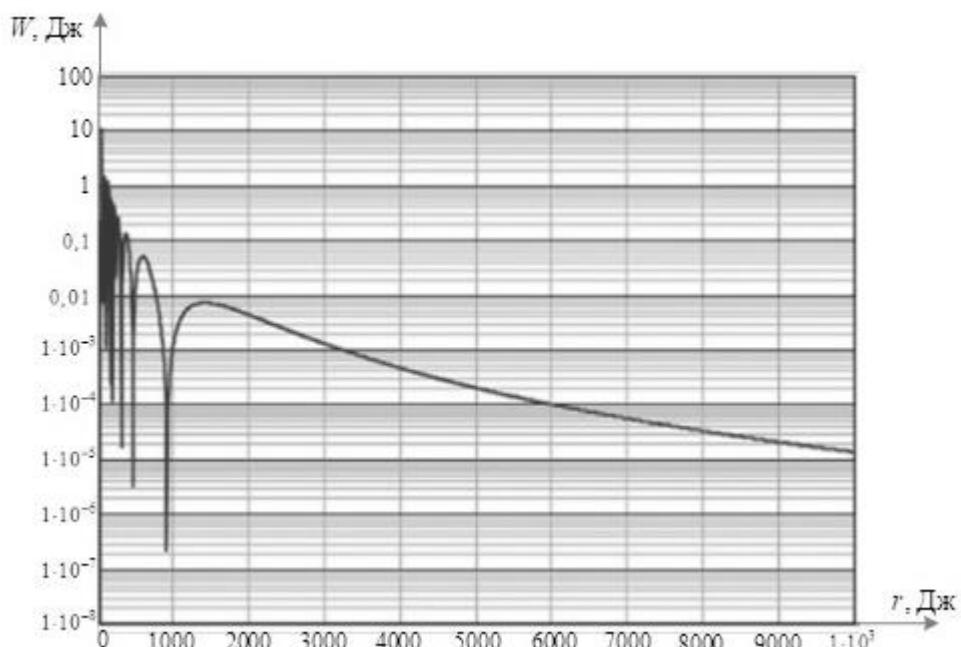


Рис. 1. Зависимость энергии ЭМИВБМ от расстояния

На уровне выше третьего необходимо рассматривать возможности наведения ЭМИВБМ на входные порты внешних интерфейсов и соответствующие им функциональные узлы, блоки и компоненты [8-10].

Для сетей специальной связи выделяют 4 уровня аппаратной декомпозиции с соответствующим каждому уровню показателем устойчивости S_i :

- 0 – физическая среда;
- 1 – физический элемент;
- 2 – функциональный элемент;
- 3 – функциональный блок;
- 4 – СРС.

При декомпозиции необходимо использовать многоуровневый подход, заключающийся в следующем:

все множество модулей, решают частные задачи, разбивают на группы и упорядочивают по уровням, образующим иерархию;

в соответствии с принципом иерархии для каждого промежуточного уровня можно указать непосредственно примыкающие к нему соседние вышележащий и нижележащий уровни;

группа модулей, составляющих каждый уровень, должна быть сформирована таким образом, чтобы все модули этой группы для выполнения своих задач обращались с запросами только к модулям соседнего нижележащего уровня;

с другой стороны, результаты работы всех модулей, отнесенных к некоторому уровню, могут быть переданы только модулям соседнего вышележащего уровня [11].

Таким образом исследуемый объект будет характеризоваться n частных откликов y_u ($u = 1, 2, \dots, n$) и каждый из этих откликов измеряется в N опытах. Тогда y_{ui} – это значение u -го отклика в i -м опыте ($i = 1, 2, \dots, N$). Каждый из откликов u имеет свой физический смысл. Таким образом, обобщенный отклик определяется формулой:

$$Y_i = \sqrt[n]{\prod_{u=1}^n y_{ui}}, \quad (4)$$

где:

Y_i – обобщенный отклик в i -м опыте;

Π – произведение частных откликов $y_{1i}, y_{2i}, \dots, y_{ni}$.

Синтез уровней декомпозиции необходимо проводить на основе анализа дерева неисправностей, представляющее деструктивное воздействие ЭМИВБМ на СРС на основе модели взаимодействия.

Метод анализа дерева неисправностей является примером применения дедуктивной методологии, имеющей следующие преимущества при анализе эффектов ЭМС:

возможность учитывать неисправности общего случая, вызванные одиночной электромагнитной помехой;

возможность учитывать изменяющиеся во времени события и неисправности;

при анализе дерева неисправностей может быть применены вероятностные методы.

Структура дерева неисправностей в аналоговом режиме на основе изменения значений чувствительности представлен на рис. 2.

Оценка вероятности потери работоспособности СРС при ЭМИВБМ. Вероятностные модели строятся в предположении об одинаковом объеме разрушений, возникающих в любом месте системы при реализации однократного энергетического воздействия. Переход при анализе дерева неисправностей от энергетического подхода к вероятностному проведем на основе логико-вероятностного метода, имеющего следующие достоинства:

возможность применения при любой логической структуре системы (не только при последовательно-параллельных логических схемах);

возможность применять при любых распределениях вероятности потери работоспособности.

Все события дерева неисправностей представленной на рис. 2 являются совместными, таким образом для них справедлива формула дизъюнкции:

$$A(B) = \bigwedge_{m=1}^{j=1} B_m. \quad (5)$$

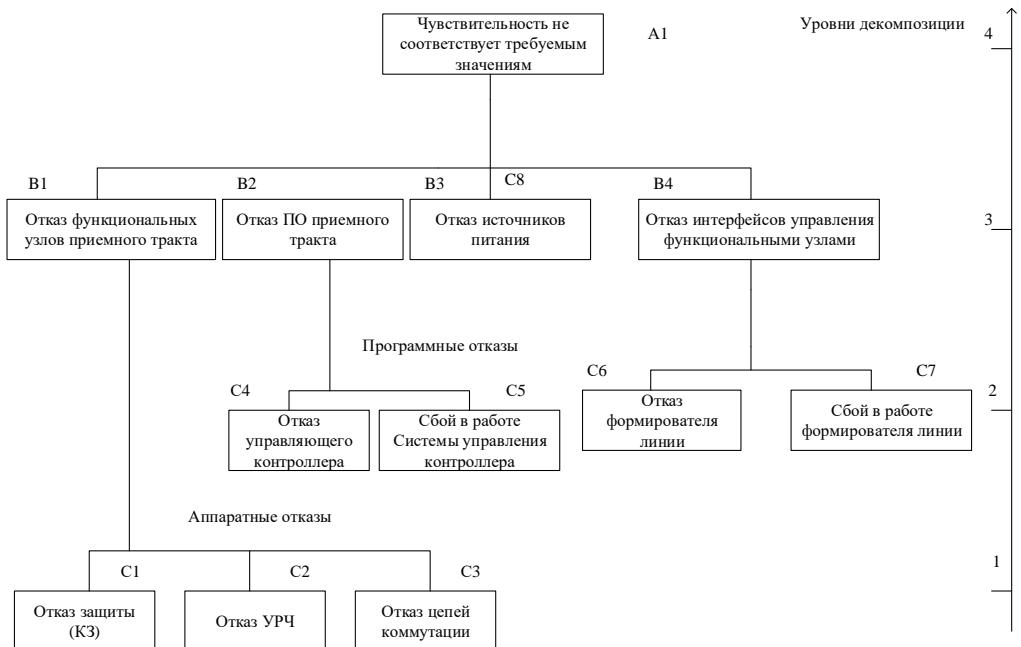


Рис. 2. Дерево неисправностей СРС при ухудшении чувствительности

Согласно теореме сложения вероятностей совместных событий, вероятность потери работоспособности при однократном воздействии определяется по формуле:

$$P_{\text{п.р.}}(\sum_{j=1}^m B_j) = \sum_{j=1}^m P(B_j) - \sum_{j,l} P(B_j B_l) + \sum_{j,l,q} P(B_j B_l B_q) - \dots + (-1)^{m-1} P(B_1 B_2 \dots B_m) \quad (5)$$

Вероятность потери работоспособности в зависимости от количества воздействий, определяется на основе формулы:

$$P_{\text{п.р.}}(n) = 1 - (1 - P_{\text{п.р.}})^n. \quad (6)$$

Установим вероятность потери работоспособности для каждого уровня декомпозиции равным 0,125 исходя из полной вероятности события для СРС равной 1.

Вероятности отказов каждого конкретного случая необходимо уточнять при проведении частных натурных испытаний, при этом СРС считается максимально защищенной, если потеря работоспособности происходит на уровне критической энергии защитных цепей, в районе 10-3 Дж.

Результаты расчета вероятности потери работоспособности, для каждого уровня декомпозиции на основе анализа дерева неисправности представлена в табл. 1.

Таблица 1. Результаты расчета вероятности работоспособности

k	Частная функция уязвимости	Вероятности потери работоспособности элементов $P_{\text{п.р.}} = 0,125$								Значения функции уязвимости, от количества воздействий, n		
		i								n		
		1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3
1	B1	C1	C2	C3	-	-	-	-	-	0,33		
2	B2	-	-	-	C4	C5	-	-	-	0,234		
3	B3	-	-	-	-	-	-	-	C8	0,125		
4	B4	-	-	-	-	-	C6	C7	-	0,234		
5	B1 \wedge B2	C1	C2	C3	C4	C5	-	-	-	0,487		
6	B1 \wedge B3	C1	C2	C3	-	-	-	-	C8	0,414		
7	B1 \wedge B4	C1	C2	C3	-	-	C6	C7	-	0,487		

8	B2 \wedge B3	-	-	-	C4	C5	-	-	C8	0,330		
9	B2 \wedge B4	-	-	-	C4	C5	C6	C7	-	0,413		
10	B3 \wedge B4	-	-	-	-	-	C6	C7	C8	0,330		
11	B1 \wedge B2 \wedge B3	C1	C2	C3	C4	C5	-	-	C8	0,551		
12	B1 \wedge B2 \wedge B4	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7		0,607		
13	B1 \wedge B3 \wedge B4	C1	C2	C3	-	-	C6	C7	C8	0,551		
14	B2 \wedge B3 \wedge B4	-	-	-	C4	C5	C6	C7	C8	0,487		
15	B1 \wedge B2 \wedge B3 \wedge B4	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	0,657	0,88 0	0,99 8

Анализ результатов таблицы 1 и рис. 1 показывает:

зона поражения СРС при ЭМИВБМ определяется наиболее критическим узлами проникновения, в том числе и сбоями программного обеспечения;

поражение СРС ЭМИВБМ на уровне критической энергии защитных цепей 10-3Дж возможно на расстояниях до 3 км с вероятностью 0,657 при однократном воздействии и с вероятностью 0,88 при двукратном воздействии. При осуществлении большего числа воздействий вероятность потери работоспособности стремится к 1;

вероятности отказов каждого конкретного случая необходимо уточнять при проведении частных натуральных испытаний.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработана методика оценки устойчивости СРС УКВ-диапазона, позволяющая для каждого установленного нежелательного события идентифицировать как уровни, так и компоненты ответственные за исправность СРС на основе логико-вероятностного метода, позволяющего перейти от энергетического подхода при оценке устойчивости, к вероятностному.

ЛИТЕРАТУРА

1. Максимов М.В., М. Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. Защита от радиопомех. Москва: Советское радио, 1976. 495 с.
2. Радзивский В.Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. Москва: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Добыкин В.Д. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. Москва: Вузовская книга, 2007, 468 с.
4. Содин Л.Г. Импульсное излучение антенны (электромагнитный снаряд) // Радиотехника и электроника. 1991. Т.36. №5. С. 1014-1022.
5. Гапоненко Н.И., Горбань А.М., Горожанин Д.В. Формирование интенсивных электромагнитных импульсов, излучаемых при прямом возбуждении изолированной штыревой антенны короткоимпульсным сильноточным РЭП // Физика плазмы. 2000. Т.26. № 4. С. 1-3.
6. Азаркевич Е.И. Генерация импульсного СВЧ излучения с помощью энергии химических взрывчатых веществ // Доклады Академии наук СССР. 1991. Т. 319. № 2. С. 352-355.
7. Иванов В.А., Ильницкий Л.Я., Фузик М.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Киев: Техника, 1983. 120 с.
8. Макогон В.П. Особенности воздействия мощных электромагнитных помех на радиоприемные средства// Сборник научных трудов Харьковского университета Воздушных. 2009.1(19). С. 42-49.

9. Бузов А.Л. УКВ антенны для радиосвязи с подвижными объектами, радиовещания и телевидения. Москва: Радио и связь, 1997. 293 с.
10. Юдин В.В. Электродинамические методы анализа проволочных антенн. Москва: Радио и связь, 2000. 153 с.
11. Путилин А.Н. Модель взаимодействия линии радиосвязи и станции радиоэлектронного подавления // Доклад на конференции. «Региональная информатика 2012». СПб.: СПОИСУ, 2012. С. 235-239.

REFERENCES

1. Maksimov M.V., M. Bobnev M.P., Krivitsky B.H. Protection from radio interference. Moscow: Sovetskoe Radio, 1976. 495 p.
2. Radzivsky V.G. Modern electronic warfare. Questions of methodology. Moscow: Radio Engineering, 2006. 424 p.
3. Dobykin V.D. Electronic warfare. Forceful defeat of radio-electronic systems. Moscow: University Book, 2007, 468 p.
4. Sodin L.G. Pulsed radiation of the antenna (electromagnetic projectile) // Radio engineering and electronics. 1991. Vol.36. No. 5. pp. 1014-1022.
5. Gaponenko N.I., Gorban A.M., Gorozhanin D.V. Formation of intense electromagnetic pulses emitted during direct excitation of an isolated pin antenna by a short-pulse high-current RAP // Plasma Physics. 2000. Vol.26. No. 4. pp. 1-3.
6. Azarkevich E.I. Generation of pulsed microwave radiation using the energy of chemical explosives // Reports of the Academy of Sciences of the USSR. 1991. Vol. 319. No. 2. pp. 352-355.
7. Ivanov V.A., Ilnitsky L.Ya., Fuzik M.I. Electromagnetic compatibility of radioelecton funds. Kiev: Technika, 1983.
8. Makogon V.P. Features of the impact of powerful electromagnetic interference on radio receivers// Collection of scientific papers of the Kharkiv Air University. 2009.1(19). pp. 42-49.
9. Buzov A.L. VHF antennas for radio communication with mobile objects, radio broadcasting and television. Moscow: Radio and Communications, 1997. 293 p.
10. Yudin V.V. Electrodynamic methods of analysis of wire antennas. Moscow: Radio and Communications, 2000. 153 p.
11. Putilin A.N. Model of interaction of a radio communication line and an electronic suppression station // Report at the conference. "Regional Informatics 2012". St. Petersburg: SPOISU, 2012. pp. 235-239.

МЕТОДОЛОГИЯ РАЗРАБОТКИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ

А. В. Ленышин, В. В. Лебедев, М. Н. Губарь

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. Предложена методология разработки программного обеспечения (ПО) для оценки функционирования бортовых комплексов средств связи (БКСС) в составе сети цифровой радиосвязи, использующих современные сигнально-кодовые конструкции (СКК), с учетом отказоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), надежности канала распространения СКК, помехоустойчивости БКСС при воздействии организованных и естественных помех, а также особенностей технической эксплуатации БКСС. Рассмотрены модули оценки надежности функционирования канала распространения информационных сигналов и оценки технической надежности РЭА в составе БКСС.

Ключевые слова: бортовые комплексы средства связи, сеть цифровой радиосвязи, надежность, помехоустойчивость, техническая эксплуатация.

METHODOLOGY OF SOFTWARE DEVELOPMENT SOFTWARE FOR EVALUATION OF FUNCTIONING ON-BOARD COMMUNICATION SYSTEMS

A. V. Lenshin, V. V. Lebedev, M. N. Gubar

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The methodology of software development (software) is proposed for evaluating the functioning of on-board communication complexes (OBCC) as part of a digital radio communication network using modern signal-code structures (SCS), taking into account the fault tolerance of electronic equipment (REE), the reliability of the SCS distribution channel, the noise immunity of the OBCC under the influence of organized and natural interference, and also features of the technical operation of the OBCC. The modules for assessing the reliability of the information signal distribution channel and assessing the technical reliability of the REE as part of the OBCC are considered.

Keywords: on-board communication systems, digital radio communication network, reliability, noise immunity, technical operation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сложная военно-политическая обстановка в мире существенно увеличивает вероятность применения Воздушно-космических Сил (ВКС) в различных точках Земли, в которых Российская Федерация (РФ) имеет свои интересы. В качестве примера такого применения ВКС является задействование оперативно-тактической и стратегической авиации в операции против террористических военизированных формирований по просьбе правительства Сирии. Реализация боевых возможностей различных видов авиации во многом зависит от эффективности управления авиационным формированием. Для достижения требуемой эффективности управления БКСС авиационного формирования должны обеспечить предоставление современных услуг

связи в условиях активного радиоэлектронного и огневого противодействия противника [1].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Задача обеспечения надежной бортовой радиосвязи и передачи данных в условиях воздействия организованных и непреднамеренных помех наилучшим образом может быть решена при использовании в БКСС современных СКК, сигналов с расширением спектра (СРС) [2]. БКСС, в которых применяются СРС, обладают целым рядом преимуществ: повышенная помехоустойчивость и энергетическая скрытность; использование кодового разделения сигналов; повышенная пропускная способность; возможность измерения времени прихода сигналов с большой точностью и высоким разрешением [3]. Для обеспечения фронтовой, истребительной и армейской авиации высокоскоростной цифровой связью, а также совместного использования с наземными подразделениями сухопутных войск в БКСС предусмотрены режим помехозащищенной связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) и использование фазоманипулированных широкополосных сигналов (ФМШПС, QPSK).

Цифровой комплекс средств связи (КСС), структурная схема которого представлена на рисунке 1 [1], и БКСС, структурная схема которого приведена на рисунке 2 [4], реализуют концепцию «software-defined radio». На рис. 1 введены обозначения: СМВ – модуль СМВ связи; МУМ – модуль управления и маршрутизации; МКД, МКР – модули криптозащиты данных и речи; ШЦМС – широкополосный цифровой модуль связи; СКС – модуль самолетно-космической связи; АТ-21 – авиационный терминал ОСНОД. Важной особенностью КСС (рис. 1) является использование сантиметрового диапазона длин волн (модуль СМВ) и самолетно-космической связи (модуль СКС) [1].

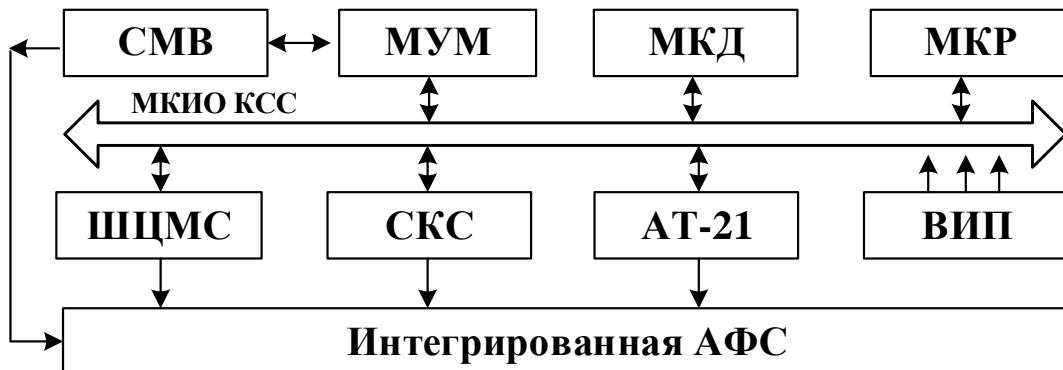


Рис. 1. Структурная схема цифрового КСС

На рис. 2 обозначено: ОПУ – объединенный пульт управления; БКСА – блок коммуникации специальной аппаратуры; АКД, АКР – специальная аппаратура криптозащиты данных и речи; ЦИМС – цифровой интегрированный модуль связи; КА МВ-ДМВ – каналообразующая аппаратура МВ-ДМВ диапазона; КА ДКМВ – каналообразующая аппаратура ДКМВ диапазона; АС – антенная система [4].

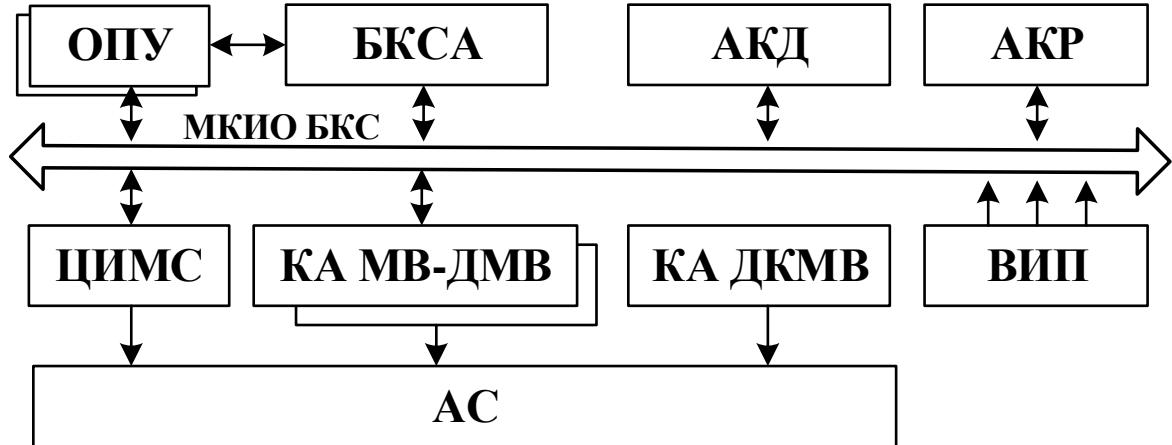


Рис. 2. Структурная схема БКС

Наиважнейшим требованием к БКСС является надежность функционирования. Надежность БКСС характеризует свойство БКСС обеспечивать передачу информации (сообщений) с сохранением требуемых показателей в заданных пределах в течение заданной наработки на отказ. Причиной отказов средств связи из состава БКСС является множество взаимосвязанных факторов, но основные из них в большинстве случаев связаны с ошибками диагностирования и эксплуатации БКСС [5]. Разработка современного программного обеспечения для оценки надежности функционирования БКСС является весьма актуальной задачей.

Целью данной работы является обоснование методологии разработки программного обеспечения для оценки функционирования современных бортовых комплексов средств связи, использующих современные сигнально-кодовые конструкции.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Сигнал с ППРЧ и двоичной частной манипуляцией на выходе широкополосного фильтра во время k -го скачка частоты описывается выражением

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \cos[(\omega_k + \Omega_i)t - \varphi_k], \quad 0 \leq t \leq T_h, \quad (1)$$

где P_s — мощность сигнала; Ω_i — частота модуляции, $i = 1, 2$; φ_k — начальная фаза j -го скачка частоты, $\varphi_k \in [0, 2\pi]$; $\omega_k = \overline{\omega_1, \omega_{M_f}}$; T_h — длительность частотного элемента [3].

Бинарный фазоманипулированный широкополосный сигнал (ФМШПС) можно описать выражением

$$s(t) = \sqrt{2P_s} p(t)d(t) \cos[2\pi f_C t + \varphi_0], \quad (2)$$

где $p(t)$ — расширяющая спектр псевдослучайная последовательность (ПСП) с длительностью чипа τ_c ; f_C — частота несущей; $d(t)$ — последовательность информационных бит длительностью T_b . Предполагается также, что каждый бит данных модулируется N чипами, т.е. $T_b = N\tau_c$ [6].

Высокочастотный сигнал с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK — Quadrature Phase Shift Keying) или QPSK-сигнал можно представить в виде

$$s_{\text{QPSK}}(t) = q(t) \cos \left[\omega_0 t + a_k \frac{\pi}{4} \right], \quad (3)$$

где $\mathbf{a} = \{a_k\} = \{-3, -1, 1, 3\}$ – множество нормированных амплитуд импульсов цифрового модулирующего сигнала, соответствующих множеству абсолютных значений фазы модулированного сигнала $\theta = \{\pm\pi/4, \pm 3\pi/4\}$ [7].

Анализируя сложные многофункциональные системы, которыми являются БКСС, состоящие из большого числа разнородных устройств, по показателям надежности функционирования в различных условиях можно выделить два составляющие надежности функционирования – аппаратурную и структурную [8]. Под аппаратурным аспектом понимается проблема обеспечения надежности аппаратуры, отдельных устройств и их элементов, образующих систему связи. Аппаратурная (или элементная) надежность характеризуется, как свойство элемента комплекса связи обеспечивать работоспособность БКСС с заданным качеством, не ниже требуемого на определенном интервале времени. Структурная составляющая надежности характеризует функционирование БКСС в целом в зависимости от состояния устройств и каналов связи. Под структурной надежностью БКСС принято понимать объективное свойство комплекса связи обеспечивать связность между отдельными элементами комплекса радиосвязи с качеством, не ниже заданного (требуемого) [9].

Руководствуясь методическим подходом, представленным в работе [8], надежность функционирования БКСС, использующего сигналы с расширенным спектром (СРС), определяется множеством факторов, основными из которых являются:

1) надежность функционирования (отказоустойчивость) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в составе БКСС;

2) надежность функционирования канала распространения СРС, обеспечивающего доставку СРС от передающей к принимающей сторонам с необходимыми качеством и вероятностью, а также гарантированное обеспечение условий синхронизма;

3) способность БКСС выполнять свои функции с заданным качеством в условиях действия непреднамеренных помех (обеспечение электромагнитной совместимости) и преднамеренных помех (в условиях организации противником радиоэлектронного подавления (РЭП) [10, 11];

4) надежность технической эксплуатации БКСС, которая во многом определяется уровнем квалификации и компетентности персонала инженерно-авиационной службы (ИАС) и характеризующаяся готовностью БКСС выполнять возложенные функции в различных условиях оперативно-тактической обстановки [4, 5].

Программное обеспечение (ПО) для оценки надежности функционирования БКСС, использующих современные СКК, реализовано на языке программирования C# [12] и основано на принципах ориентированности, наглядности, адаптивности и результативности. Разработанное ПО допускает его работу и как интегрированного объекта в инфокоммуникационной среде академии, и как самостоятельного функционирования. Интерфейс ПО для оценки надежности функционирования БКСС представлен на рисунке 3.

ПО (рис. 3) включает в себя 4 программных модуля:

1) модуль оценки надежности функционирования канала распространения СРС;

2) модуль оценки технической надежности РЭА в составе БКСС;

3) модуль оценки работоспособности БКСС при наличии преднамеренных и непреднамеренных (естественных) помех;

4) модуль оценки надежности технической эксплуатации БКСС.



Рис. 3. Интерфейс ПО для оценки функционирования БКС

Модуль оценки надежности функционирования канала распространения СРС. Влияние среды распространения (как правило, с хаотически изменяющимися параметрами) на информационный сигнал БКС можно описать с помощью общей теории и статистических характеристик канала радиосвязи, при этом необходимо учитывать следующие факторы:

- 1) изменение интенсивности сигнала и его фазы в процессе распространения;
- 2) флуктуация угла прихода информационного сигнала;
- 3) доплеровский сдвиг частоты;
- 4) возникновением мультиплексных и аддитивных помех из-за наличия побочных каналов приема и изменения физических характеристик среды распространения (канала радиосвязи) в процессе передачи информации [13].

Параметры среды распространения, основными из которых являются коэффициенты рассеяния, отражения и поглощения, подвержены регулярным и случайным изменениям, что приводит к искажению формы передаваемого информационного сигнала.

Среду распространения сигнала можно описывать с использованием показателя анизотропии радиоканалов – вероятности установления соединения $W_{yc}(d, f_k, C)$ в направлении передачи данных d на частоте f_k при заданной скорости передачи данных C [14]. Воздействие преднамеренных (организованных) или непреднамеренных (системных) помех на радиоканал [10, 11] учитывается количеством пораженных (непригодных) для каждого направления передачи участков спектра рабочих частот $\Delta F_\Pi(d)$ или частот $F_\Pi(d)$.

Среду распространения сигнала можно описать множеством параметров

$$\alpha = [W_{\text{yc}}(d, f_k, C), \Delta F_{\Pi}(d), F_{\Pi}(d)]. \quad (4)$$

Множество параметров $\beta = (A_{\text{CP}}, T_{\text{ТРЕБ}}, W_{\Pi_3})$ представляет собой среднее число сообщений A_{CP} , поступающих в радиоканал БКСС в единицу времени (слот), требуемое время доставки пакета $T_{\text{ТРЕБ}}$ и вероятность доставки пакета в сети W_{Π_3} [14], характеризующих нагрузку в радиоканале и основные требования к его обслуживанию,

Надежность функционирования канала распространения СРС между потребителями зависит от условий распространения радиоволн указанного диапазона (дальности трассы распространения сигнала, тип подстилающей поверхности, неоднородности и препятствия, космические шумы, активность ионосферы и др.), оказывающих влияние на возможность доставки и приема информационного сигнала (СРС) и влияющих на обеспечение необходимых условий синхронизма радиопередающей и радиоприемной устройств. Надежность функционирования канала распространения СРС можно характеризовать коэффициентом готовности канала распространения сигнала

$$K_{\Gamma}^{\text{KPC}} = K_{\Gamma}^{\text{KPP}} \cdot W_{\text{SYN}}, \quad (5)$$

где K_{Γ}^{KPP} – коэффициент готовности канала к распространению радиоволн указанного диапазона частот; W_{SYN} – вероятность синхронизации средств БКСС, использующих СРС, в определенных условиях распространения радиоволн заданного диапазона [15].

Коэффициент готовности канала к распространению радиоволн K_{Γ}^{KPP} определяется вероятностью того, что уровень информационного сигнала в точке приема $P_{\text{ИС}}$ превысит необходимое значение P_{\min} , обеспечивающее устойчивый прием сигнала,

$$K_{\Gamma}^{\text{KPP}} = W[P_{\text{C}} \geq P_{\min} = kTN_{\text{Ш}}\Delta f_{\text{ПРМ}}h_0], \quad (6)$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; $N_{\text{Ш}}$ – коэффициент шума приемного устройства; $\Delta f_{\text{ПРМ}}$, h_0 – ширина полосы пропускания линейной части и пороговое отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе линейной части радиоприемного устройства.

Проблемные вопросы обнаружения сигналов с расширенным спектром (ППРЧ, ФМШПС), а также особенности расчета $W(P_{\text{C}} \geq P_{\min})$ подробно изложены в ряде известных работ, например, в монографии [16].

Обнаружение сигнала считается состоявшимся, если выходное напряжение обнаружителя $u_{\text{Вых}}(t)$ превысит пороговый уровень u_0 . Вероятность синхронизма радиопередающей и радиоприемной подсистем в этом случае определяется как

$$W_{\text{SYN}} = P(z_{\text{H}} \geq z_0) = \int_C^{\infty} p_S(z_{\text{H}}) dz_{\text{H}} = Q_l\left[\sqrt{\lambda_s}, \sqrt{C}\right], \quad (7)$$

где z_H – нормированная переменная; $C = z_0 / \sigma_{\text{ш}}^2$ – нормированный порог; $p_s(z_H) = \frac{1}{2} \left(\frac{z_H}{\lambda_s} \right)^{\frac{l-1}{2}} \exp \left(-\frac{z_H + \lambda_s}{2} \right) I_{l-1} \left(\sqrt{z_H \lambda_s} \right)$ – плотность распределения вероятности $u_{\text{вых}}(t)$; $\lambda_s = 2lP_s / \sigma_{\text{ш}}^2$ – параметр нецентральности; P_s – средняя мощность принятого сигнала; $\sigma_{\text{ш}}^2$ – дисперсия гауссовского шума; $I_{l-1}(x)$ – модифицированная функция Бесселя 1 рода порядка $(l-1)$ [16]; $Q_l[\sqrt{\lambda_s}, \sqrt{C}]$ – обобщенная Q -функция Маркума.

С помощью интегрального представления Q -функции Маркума, окончательно имеем

$$W_{\text{SYN}} = \frac{1}{(\lambda_s)^{(l-1)/2}} \int_{\sqrt{C}}^{\infty} x^l \exp \left\{ -(x^2 + \lambda_s)/2 \right\} I_{l-1}(x\sqrt{\lambda_s}) dx . \quad (8)$$

Порядок синхронизации абонентов (БКСС) может быть централизованной и распределенной. В работе [17] приведена математическая модель централизованной синхронизации элементов сети цифровой радиосвязи (СЦР) со случайным множественным доступом к среде типа Carrier Sense Multiple Access With Collision Avoidance (CSMA/CA) в условиях деструктивных воздействий, в работе [18] исследована распределенная синхронизация СЦР, являющаяся основой функционирования СЦР типа Mobile Ad hoc Network (MANET), Vehicular Ad hoc Network (VANET) и Flying Ad hoc Network (FANET), регламентируется стандартами IEEE 802.11s и 802.11p (Wi-Fi).

Вероятность успешной передачи синхронизирующего пакета Ω_{syn} [17] есть отношение среднего времени успешной передачи синхронизирующего пакета от момента начала повторяющегося интервала синхронизации без учета возможной коллизии такого пакета \bar{T}_{SC} (благоприятный исход передачи синхронизирующего пакета) к среднему времени успешной передачи синхронизирующего пакета с учетом коллизии \bar{T} (общее число исходов передачи синхронизирующего пакета), т.е. $\Omega_{\text{syn}} = \bar{T}_{\text{SC}} / \bar{T}$.

Вероятности свободного канала передачи данных и успешной передачи пакета данных для абонентов СЦР описываются выражениями

$$W_{\text{СВК}} = [1 - (p + \Delta p)]^N \cdot (1 - P_f) \prod_{k=1}^K (1 - D_k) , \quad (9)$$

$$W_{\text{УПП}} = (N-1)p [1 - (p + \Delta p)]^{N-1} \cdot (1 - P_f) \prod_{k=0}^K (1 - D_k) , \quad (10)$$

где N – общее количество абонентов в СЦР; p – вероятность передачи абонентом пакета данных; Δp – вероятность передачи противоборствующей стороной пакетов данных от имени всех N легитимных абонентов из атакуемой сети; D_k – вероятность передачи противоборствующей стороной пакетов данных от имени любых K элементов, не входящих в атакуемую сеть; P_f – вероятность формирования помехи [18].

Влияние эффекта Доплера на прием ФМШПС в канале синхронизации, учет трансформации временного масштаба сигнала, обусловленный движением передатчика и приемника, рассмотрены в монографии [16]. Математический аппарат для определения вероятности вхождения в синхронизм W_{syn} приведен в работе [6].

Модуль оценки технической надежности РЭА в составе БКСС. Современная радиоэлектронная аппаратура (РЭА) представляет собой сложноорганизованную техническую систему, имеющую в своем составе до нескольких тысяч структурных элементов (СЭ). Отказ отдельного СЭ или группы СЭ не всегда приводит к отказу системы в целом, во многих случаях лишь снижает эффективность функционирования, лимитируя тем самым надежность РЭА. Надежность СЭ зависит от множества факторов, наиболее существенными из которых являются: условия эксплуатации, электрическая и механическая нагрузки, интенсивность включений и выключений РЭА, квалификация обслуживающего персонала, особенности схемотехнического и конструктивного построения и т.д. [5, 8].

Техническую надежность РЭА в составе БКСС (рис. 1) можно оценить коэффициентами готовности его составных частей: интегрированной антенно-фидерной системы $K_{\Gamma}^{\text{афс}}$; модуля СМВ связи $K_{\Gamma}^{\text{смв}}$; модуля управления и маршрутизации $K_{\Gamma}^{\text{ум}}$; модуля криптозащиты данных $K_{\Gamma}^{\text{мкд}}$ и модуля криптозащиты речи $K_{\Gamma}^{\text{мкр}}$; широкополосного цифрового модуля связи $K_{\Gamma}^{\text{шпмс}}$; модуля самолетно-космической связи $K_{\Gamma}^{\text{скс}}$; авиационного терминала ОСНОД $K_{\Gamma}^{\text{ат-21}}$; вторичного источника питания $K_{\Gamma}^{\text{вип}}$.

Коэффициент готовности определяется как вероятность того, что система будет исправна в произвольно выбранный момент времени в промежутках между плановыми техническими обслуживаниями (ТО)

$$K_{\Gamma} = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR}, \quad (11)$$

где MTBF (Mean Time Between Failure) – среднее время наработки на отказ; MTTR (Mean Time To Repair) – среднее время восстановления работоспособности.

Коэффициент готовности РЭА в составе БКСС (рис. 1) можно записать в виде

$$K_{\Gamma}^{\text{РЭА}} = K_{\Gamma}^{\text{афс}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{смв}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{ум}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{мкд}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{мкр}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{шпмс}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{скс}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{ат-21}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{вип}}. \quad (12)$$

Техническую надежность РЭА в составе БКСС (рис. 2) можно охарактеризовать коэффициентами готовности: антенной системы $K_{\Gamma}^{\text{ас}}$; объединенный пульт управления $K_{\Gamma}^{\text{опу}}$; блока коммуникации специальной аппаратуры $K_{\Gamma}^{\text{бкса}}$; аппаратуры криптозащиты данных $K_{\Gamma}^{\text{акд}}$ и аппаратуры криптозащиты речи $K_{\Gamma}^{\text{акр}}$; цифрового интегрированного модуля связи $K_{\Gamma}^{\text{цимс}}$; каналообразующая аппаратура МВ-ДМВ диапазона $K_{\Gamma}^{\text{мв-дмв}}$ и ДКМВ диапазона $K_{\Gamma}^{\text{дкмв}}$; вторичного источника питания $K_{\Gamma}^{\text{вип}}$.

Коэффициент готовности РЭА в составе БКСС (рис. 2) определяется как

$$K_{\Gamma}^{\text{РЭА}} = K_{\Gamma}^{\text{ас}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{опу}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{бкса}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{акд}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{акр}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{цимс}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{мв-дмв}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{дкмв}} \cdot K_{\Gamma}^{\text{вип}} \quad (13)$$

Среди производственных причин, влияющих на техническую надежность РЭА в составе БКСС, следует отметить:

- 1) качество электронно-компонентной базы и комплектующих не соответствует установленным требованиям;
- 2) недостаточный уровень контроля и оценки входных параметров;
- 3) общая низкая культура производства;
- 4) недостаточная отладка технологии производства и сборки устройств и блоков;
- 5) эргономические ошибки и недостатки БКСС, снижающие результаты деятельности ИАС в процессе эксплуатации [15].

Интерфейс ПО для анализа и оценки технической надежности РЭА в составе БКСС (рис. 1) представлен на рисунке 4.

Оценка технической надежности РЭА в составе БКС		$K_{\Gamma}^{РЭА} =$	
<i>АФС</i>	$K_{\Gamma}^{афс} = 0.99$	<i>МКР</i>	$K_{\Gamma}^{мкр} = 0.97$
<i>СМВ</i>	$K_{\Gamma}^{смв} = 0.98$	<i>ШЦМС</i>	$K_{\Gamma}^{шцмс} = 0.98$
<i>МУМ</i>	$K_{\Gamma}^{мум} = 0.98$	<i>СКС</i>	$K_{\Gamma}^{скс} = 0.96$
<i>МКД</i>	$K_{\Gamma}^{мкд} = 0.99$	<i>АТ-21</i>	$K_{\Gamma}^{ат-21} = 0.96$
<i>ВИП</i>	$K_{\Gamma}^{вип} = 0.99$		

Рис. 4. Интерфейс ПО для оценки технической надежности РЭА в составе БКСС

Среди конструктивных причин, влияющих на снижение технической надежности РЭА в составе БКСС, следует выделить следующие:

- 1) недостаточная надежность электронно-компонентной базы (ЭКБ);
- 2) ошибочный (нерациональный) выбор ЭКБ;
- 3) неудачное (ошибочное) схемно-компоновочное решение;
- 4) низкий уровень унификации составных элементов, блоков и модулей;
- 5) низкий уровень проработки программ и методик этапов испытаний [5, 19].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе приведена методология разработки ПО для оценки функционирования БКСС в составе СЦР, использующих сигналы с расширенным спектром, с учетом отказоустойчивости РЭА, надежности канала распространения информационного сигнала, помехоустойчивости БКСС при воздействии организованных и естественных помех, а также особенностей технической эксплуатации БКСС. Рассмотрены модули оценки надежности функционирования канала распространения информационных сигналов и оценки технической надежности РЭА в составе БКСС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, С.А. Попов; под ред. А.В. Леньшина. – 2 изд., перераб. и доп. – Воронеж: Научная книга, 2021. – 486 с.
2. Проксим Дж. Цифровая связь / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы применения. Монография / Под ред. М.Л. Артемова. – М.: Радиотехника, 2021. – 556 с.

4. Скрипник И.В. Опыт разработки и направления развития радиосвязного оборудования для пилотируемой и беспилотной авиации // Электросвязь. – 2022. – № 3. – С. 24–29.
5. Леньшин А.В., Железняков А.О., Сидорчук В.П. Оценка эффективности системы технического обслуживания и ремонта радиоэлектронного оборудования авиационной техники при эксплуатации // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов II Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (26 ноября 2021 г., г. Сызрань) / Под ред. С.Ю. Кинива. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2022. – С. 124–130.
6. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности. – М.: РадиоСофт, 2011. – 550 с.
7. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия–Телеком, 2022. – 518 с.
8. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Методологические аспекты оценки надежности авиационных систем радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Телекоммуникации. – 2020. – № 4. – С. 8–15.
9. Филин Б.П. Методы анализа структурной надежности сетей связи. – М.: Радио и связь, 1988. – 204 с.
10. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.
11. Леньшин А.В., Зибров Г.В., Виноградов А.Д. Бортовые комплексы обороны воздушных судов: учебное пособие / Под ред. А.В. Леньшина. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2013. – 309 с.
12. Васильев А.Н. Программирование на C# для начинающих. Особенности языка. – М.: Эксмо, 2019. – 528 с.
13. Аджемов А.С., Санников В.Г. Общая теория связи. Учебник для вузов. – М.: Горячая линия–Телеком, 2021. – 624 с.
14. Панин Р.С., Путилин А.Н. Обобщенная модель функционирования сети декаметровой радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочих частот // Электросвязь. – 2022. – № 4. – С. 15–20.
15. Губарь М.Н., Исхаков Р.Р., Мартюшов Д.А. Методический подход к оценке надежности бортовых систем радиосвязи, использующих сигналы с расширенным спектром // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов III Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (24 ноября 2022 г., г. Сызрань) / Под ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2022. – С. 137–145.
16. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Под ред. В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
17. Перегудов М.А., Стешковой А.С. Модель централизованной синхронизации элементов СЦР со случайным множественным доступом к среде типа CSMA/CA // Труды СПИИРАН. – 2020. – т. 19. – № 1. – С. 128–154.
18. Перегудов М.А., Уманский А.Я., Стешковой А.С. Оценка эффективности процедуры распределенной синхронизации элементов сети цифровой радиосвязи в условиях деструктивных воздействий // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – № 1. – С. 126–151.

19. Андреев А.В., Яковлев В.В., Короткая Т.Ю. Теоретические основы надежности технических систем: учебное пособие. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2018. – 164 с.

REFERENCES

1. On-board electronic systems. Fundamentals of construction: textbook / A.V. Lenshin, N.M. Tikhomirov, S.A. Popov; edited by A.V. Lenshin. 2nd ed., reprint. and additional. Voronezh: Scientific Book, 2021. – 486 p.
2. Proxy J. Digital communication / Edited by D.D. Klovsky. – M.: Radio and Communications, 2000. – 800 p.
3. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. Os-new theories and principles of application. Monograph / Edited by M.L. Artemov. – M.: Radiotekhnika, 2021. - 556 p.
4. Skripnik I.V. Experience of development and directions of development of radio communication equipment for manned and unmanned aviation // Elektrosvyaz. – 2022. – No. 3. – pp. 24–29.
5. Lenshin A.V., Zheleznyakov A.O., Sidorchuk V.P. Evaluation of the effectiveness of the system of maintenance and repair of radio-electronic equipment of aviation equipment during operation // Actual problems of the development of weapons and military aviation equipment (helicopters): collection of materials of the II International Military Scientific Conference dedicated to the work of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 26, 2021, Syzran) / Edited by S.Yu. Kiniv. – Kirov: Publishing House of the Moscow Art Institute, 2022. – pp. 124–130.
6. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Shestopalov V.I. Noise immunity of radio communication systems with spectrum expansion by direct modulation of pseudorandom sequence-news. – Moscow: RadioSoft, 2011. – 550 p.
7. Galkin V.A. Digital mobile radio communication. Textbook for universities. – 3rd ed., re-edition. and additional. – M.: Hotline–Telecom, 2022. – 518 p.
8. Lenshin A.V., Lebedev V.V. Methodological aspects of assessing the reliability of aviation radio communication systems with pseudorandom adjustment of the operating frequency // Telecommunications. – 2020. – No. 4. – pp. 8–15.
9. Filin B.P. Methods of analysis of structural reliability of communication networks. – M.: Radio and Communications, 1988. – 204 p.
10. Lenshin A.V. On-board systems and electronic suppression complexes. – Voronezh: CPI «Scientific book», 2014. – 590 p.
11. Lenshin A.V., Zibrov G.V., Vinogradov A.D. Airborne aircraft defense systems: a textbook / Edited by A.V. Lenshin. – Voronezh: CPI «Scientific Book», 2013. – 309 p.
12. Vasiliev A.N. Programming in C# for beginners. Features of the language. – Moscow: Eksmo, 2019. – 528 p.
13. Ajemov A.S., Sannikov V.G. General theory of communication. Textbook for universities. – M.: Hot line–Telecom, 2021. – 624 p.
14. Panin R.S., Putilin A.N. Generalized model of functioning of a decameter radio communication network with pseudorandom rearrangement of operating frequencies // Elektrosvyaz. – 2022. – No. 4. – pp. 15–20.
15. Gubar M.N., Iskhakov R.R., Martyushov D.A. Methodological approach to assessing the reliability of on-board radio communication systems using signals with an extended spectrum // Actual problems of the development of weapons and military aviation equipment (helicopters): collection of materials of the III International Military Scientific Conference dedicated to the work of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 24, 2022, Syzran) / Edited by Yu.A. Savchenko. – Kirov: ICITO Publishing House, 2022. – pp. 137–145.

16. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E. and others. Noise immunity of radio communication systems with the expansion of the signal spectrum by modulation of the carrier pseudorandom sequence / Edited by V.I. Borisov. – M.: Radio and Communications, 2003. – 640 p.
17. Peregudov M.A., Steshkov A.S. A model of centralized synchronization of DRCN elements with random multiple access to a CSMA/CA type environment // Proceedings of SPI-IRAN. – 2020. – vol. 19. – No. 1. – pp. 128–154.
18. Peregudov M.A., Umanskiy A.Ya., Steshkovoy A.S. Estimation of the distributed synchronization effectiveness of digital radio network elements in destructive influence conditions // Systems of Control, Communication and Security. – 2021. – No. 1. – pp. 126–151.
19. Andreev A.V., Yakovlev V.V., Korotkaya T.Y. Theoretical foundations of reliability of technical systems: textbook. – St. Petersburg: Publishing House of the Polytech. University, 2018. – 164 p.

МЕХАНИЗМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОШИБОК ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ИЕРАРХИЙ

К. А. Батенков

РТУ МИРЭА, Москва, Россия

Аннотация. В работе показано, что коэффициент ошибочных битов определяет средний интегральный уровень качества цифровой передачи в канале. Подчеркивается, что коэффициент ошибочных битов измеряется только на известных структурах битовых последовательностей.

Ключевые слова: контроль циклическим избыточным кодом, коэффициент ошибочных битов, коэффициент ошибочных блоков, цифровая система передач, механизм обнаружения ошибок.

ERROR DETECTION MECHANISMS FOR DIGITAL HIERARCHY EQUIPMENT

K. A. Batenkov

RTU MIREA, Moscow, Russia

Abstract. The paper shows that the error bit coefficient determines the average integral level of digital transmission quality in the channel. It is emphasized that the coefficient of erroneous bits is measured only on known structures of bit sequences.

Keywords: cyclic redundant code control, error bit ratio, error block ratio, digital transmission system, error detection mechanism.

1. ВВЕДЕНИЕ

В цифровой технологии передачи любой бит, полученный с ошибкой (битовая ошибка) может ухудшить качество передачи [1]. Очевидно, что качество снижается при увеличении количества ошибочных битов. Поэтому отношение числа ошибочных битов n_m , отнесенных к общему числу битов n , переданных в данном временном интервале, является величиной, которая используется для описания качества функционирования цифровых систем. Эта величина называется коэффициентом ошибочных битов r_b (BER – bit-error ratio) и является широкоизвестным параметром качества [2, 3]

$$r_b = \frac{n_m}{n}.$$

Коэффициент ошибочных битов определяет средний интегральный уровень качества цифровой передачи в канале [3]. Теоретически измерение данного коэффициента необходимо проводить на протяжении бесконечно большого интервала измерений, что практически невозможно. Поэтому полученное значение всегда оказывается неким приближением теоретического и зависит от условий измерения.

2. ОРГАНИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

В процессе измерения существует две точки синхронизации измерений: начало измерений и время, при котором достигается заданный порог ошибки [2]. Выбор контрольного значения в сто ошибок ($n_m = 100$) связан с предположением о пуссоновости закона распределения появляющихся ошибок. В этом случае относительная погрешность измерений, определяемая как $\frac{1}{\sqrt{n_m}}$, соответствует значению

в 10 %, что для большей части эксплуатационных испытаний является вполне допустимым. Таким образом, все время измерений разбивается на два интервала: от начала измерений до момента возникновения ста ошибок и после этой точки [4, 5].

3. ПОДСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОШИБОЧНЫХ БИТОВ

Различают три метода подсчета коэффициента ошибочных битов (рис. 1).

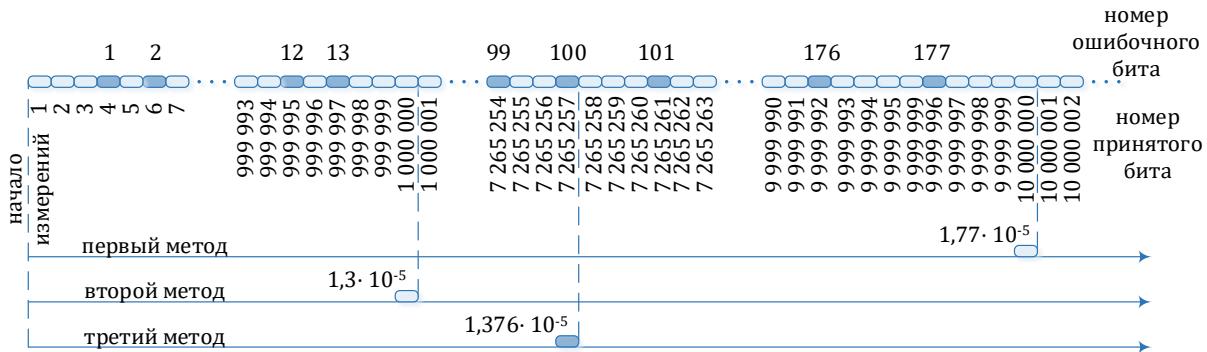


Рис. 1. Методы измерения коэффициента ошибочных битов

Первый метод – расчет коэффициента ошибочных битов после приема первых ста ошибок, что автоматически гарантирует высокую точность измерения (лучше 10 %). Однако от начала измерения до получения результата необходимо некоторое (иногда достаточно большое) время: $r_b = \frac{177}{10^7} = 1,77 \cdot 10^{-5}$ (рис. 1).

Второй метод – возможность расчета коэффициента ошибочных битов непосредственно после начала измерения без привязки к количеству принятых битовых ошибок. В этом случае для обеспечения точности измерений расчет коэффициента ошибочных битов делается после приема определенного количества битов, а точность измерения определяется пороговым значением количества принятых битов [6]. Обычно предполагается, что точность на порядок выше обратного значения количества принятых битов (в примере рис. 1 точность измерения соответствует величине 10^{-5} сразу после начала расчета). В отличие от первого метода этот метод обеспечивает определенное время начала отображения результата измерений, не связанное с количеством ошибок: $r_b = \frac{13}{10^6} = 1,3 \cdot 10^{-5}$ (рис. 1). Такая методика подсчета является наиболее эффективной и получила наибольшее распространение. Отрицательной стороной методики является необходимость учета количества переданных и принятых битов псевдослучайной последовательности при анализе результата. Это связано с тем, что отношение вычисляется математически без указания точности измерений в каждый конкретный момент. Например, при общем количестве принятых битов 10^7 точность измерения параметра равна 10^{-6} , но не лучше, даже если прибор показывает меньшие значения.

Третий метод, используемый в некоторых индикаторах, предусматривает вычисление коэффициента ошибочных битов точно после приема 100 ошибочных битов: $r_b = \frac{100}{7265257} = 1,376 \cdot 10^{-5}$ (рис. 1). Этот метод является модификацией первого метода со свойственными ему негибкостью в отображении результатов эксплуатационных измерений и необходимостью ожидания до индикации результата.

Таким образом, наибольшее распространение в современной практике получил второй метод, однако его применение обычно не обеспечивает автоматического учета точности измерений, что необходимо учитывать при проведении эксплуатационных тестов [2, 3].

Коэффициент ошибочных битов измеряется только на известных структурах битовых последовательностей. По этой причине измерения данного коэффициента выполняются с использованием четко определенных псевдослучайных двоичных последовательностей (PRBS – pseudorandom binary sequence). На практике псевдослучайные двоичные последовательности заменяют информацию, передаваемую при предоставлении услуги. Таким образом, коэффициент ошибочных битов измеряется при отключении канала, поскольку битовая структура произвольного сообщения обычно неизвестна.

4. ОБНАРУЖЕНИЕ ОШИБОК

В процессе эксплуатации (при передаче пользовательской информации) обнаружение ошибок в цифровой передаче возможно с использованием специальных механизмов обнаружения ошибок (EDC – error detection code – код с обнаружением ошибок).

Примерами таких внутренних механизмов являются контроль циклическим избыточным кодом (CRC – cyclic redundancy check), контроль чётности (parity check) и контроль четности с чередованием по битам (BIP – bit interleaved parity). Механизмы обнаружения ошибок способны обнаруживать наличие одной или нескольких ошибок, появляющихся в заданной последовательности битов – блоке. Обычно невозможно определить точное количество ошибочных битов в блоке.

Блочные ошибки (block errors) обрабатываются аналогично битовым ошибкам (bit errors), то есть термин "коэффициент ошибочных блоков" определяется как отношение числа ошибочных блоков, отнесенных к общему числу блоков, переданных в заданном временном интервале. Измерение ошибочных блоков в цифровых трактах делает возможным оценку ошибок в процессе эксплуатации трактов.

Коэффициенты битовых и блочных ошибок сопоставимы при их малых значениях. Для некоторых конкретных моделей ошибок существуют аналитические соотношения между коэффициентами битовых и блочных ошибок. Однако данные соотношения описывают реальные ситуации. Недостатком этой процедуры является то, что модели ошибок описывают реальные ситуации с существенными ограничениями и сильно зависят от типа передаваемой информации. Поэтому результаты подобных расчетов не очень надежны.

В рекомендации ITU-T G.826 [1] не приводится требований по конкретизации механизмов обнаружения ошибок, однако постулируется минимальное значение вероятности обнаружения ошибок, равное 0,9, в предположении пуассоновского закона распределения ошибок. Этому требованию удовлетворяют CRC-4 и BIP-8, но не BIP-2.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, механизмы обнаружения ошибок в цифровых системах достаточно структурированы и регламентированы, что позволяет их реализовать с использованием хорошо разработанных стандартных процедур, определяющих параметры измерения, методы их расчета, нормированные значения, а также непосредственно сами механизмы контроля ошибок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Rec. G.826. End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections. – 2002–12. – Geneva : ITU-T, 2002. – 34 р.
2. Бакланов И. Г. Методы измерений в системах связи / И. Г. Бакланов. – М. : Экотрендз, 1999. – 204 с.

3. Винокуров В. М. Цифровые системы передачи : учеб. пособие / В. М. Винокуров ; Федеральное агентство по образованию, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, Ин-т доп. образования, факультет повышения квалификации. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 160 с.
4. Батенков К. А., Батенков А. А. Анализ и синтез структур сетей связи по детерминированным показателям устойчивости // Труды СПИИРАН. 2018. № 3 (58). С. 128–159.
5. Батенков А. А., Батенков К. А., Фокин А. Б. Вероятность связности телекоммуникационной сети на основе приведения нескольких событий несвязности к объединению независимых событий // Информационно-управляющие системы. 2021. № 6 (115). С. 53–63.
6. Батенков А. А., Батенков К. А., Фокин А. Б. Формирование сечений телекоммуникационных сетей для анализа их устойчивости с различными мерами связности // Информатика и автоматизация. 2021. Т. 20. № 2. С. 371–406.

REFERENCES

1. Rec. G.826. End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections. – 2002–12. – Geneva : ITU-T, 2002. – 34 p.
2. Baklanov I. G. Measurement methods in communication systems / I. G. Baklanov. – M. : Eco-trends, 1999. – 204 p.
3. Vinokurov V. M. Digital transmission systems : textbook. manual / V. M. Vinokurov ; Federal Agency for Education, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, In-t dop. education, faculty of advanced training. – Tomsk : Tomsk. state University of Control Systems and Radioelectronics, 2012. – 160 p.
4. Batenkov K. A., Batenkov A. A. Analysis and synthesis of communication network structures by deterministic stability indicators // Proceedings of SPIIRAN. 2018. No. 3 (58). pp. 128-159.
5. Batenkov A. A., Batenkov K. A., Fokin A. B. The probability of connectivity of a telecommunication network based on the reduction of several incoherent events to the unification of independent events // Information and control systems. 2021. No. 6 (115). pp. 53-63.
6. Batenkov A. A., Batenkov K. A., Fokin A. B. Formation of sections of telecommunication networks for the analysis of their stability with various connectivity measures // Informatics and Automation. 2021. Vol. 20. No. 2. pp. 371-406.

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВОЗВРАТА БПЛА

А.В. Марков, В.И. Калюка, В.П. Хоборова

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
г. Санкт-Петербург, Россия.

Аннотация. В статье представлен способ точной посадки беспилотного летательного аппарата и предложение по системе автоматического возврата. Разработанная модель позволит автоматизировать процесс посадки беспилотных летательных аппаратов и систему его автоматического возврата.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, система автоматического возврата, канал связи.

MODEL OF THE AUTOMATIC RETURN SYSTEM UAV

A.V. Markov, V.I. Kalyuka, V.P. Khoborova

Military telecommunication's academy named after Marshal of Soviet Union S.M.Budyonny,
St.Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents a method of accurate landing of an unmanned aerial vehicle and a proposal for an automatic return system. The developed model allow to automate the process of landing unmanned aerial vehicles and the system of its automatic return.

Keywords: unmanned aerial vehicle, automatic return system, communication channel.

1. ВВЕДЕНИЕ

Посадка является неотъемлемым этапом применения любого многоразового беспилотного летательного аппарата (БПЛА) независимо от его функционального назначения. Этот этап характеризуется высоким уровнем сложности технической реализации и во многом определяет такие важные характеристики беспилотного комплекса, как допустимые условия применения, гибкость, мобильность, маневренность, автономность, всепогодность, оперативность повторного применения.

Поэтому поиск и разработка новых способов, схем и средств посадки БПЛА является одной из наиболее актуальных задач, от успешного решения которой, в конечном счете, зависит расширение области применения БПЛА и развитие беспилотной авиации в целом. Любая система посадки БПЛА, независимо от реализуемого способа (схемы) посадки, должна решать две задачи: задачу вывода БПЛА в заданную точку (область) пространства с требуемой точностью и заданными значениями углов ориентации БПЛА, линейных и угловых скоростей (задачу терминального управления); задачу полного поглощения (гашения) остаточной кинетической энергии БПЛА при сохранении его механической целостности.

2. ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВОЗВРАТА БПЛА

Все известные способы посадки БПЛА могут быть сведены к следующим основным схемам:

посадка по-самолетному (на взлетно-посадочную полосу);

посадка по-вертолетному (на площадку);

посадка с использованием парашюта;

посадка в улавливающее устройство.

При управлении БПЛА сильно усложняет пилотирование отсутствие визуального просмотра местности. При выходе из строя навигационного модуля или влияния на него сил противника и других факторов возвращение БПЛА в точку посадки, производится в ручном режиме и требует от оператора высоких практических и теоретических знаний.

Возврат БПЛА в точку посадки при выходе из строя модуля СНС (спутниковой навигационной системы) или воздействии на него противника в автоматическом режиме пока не реализован.

Если не задана приоритетная высота через 40 сек БПЛА набирает + 500 метров и становится в правый крен до появления сигналов СНС или взятия управления БПЛА в ручном режиме.

Оператор возвращает самолет визуально (при условии хорошо, зная местность и ориентиры, на БПЛА имеющих видеокамеру), по наклонной дальности и скорости приближения БПЛА (требует от оператора высоких профессиональных навыков), по магнитному компасу (при условии отсутствия магнитных аномалий по курсу самолета)

Использование радиокомпаса и систем приводов при заходе на посадку, как для самолетов, является не возможным, так как это достаточно большая и тяжелая деталь, при установки которой необходимо уменьшать полезный вес и объем.

Исходя из выше перечисленного авторами предлагается осуществить возврат БПЛА при данной неисправности с помощью установки на БПЛА одной или двух направленных антенн и специального программного обеспечения.

На БПЛА установлен модуль КТР-Б (командно-телеметрической радиолинии бортовой) на который поступает сигнал со штыревой антенны расположенной в хвостовом оперении (киле). Модуль КТР-Б отправляет (получает) сигналы с КТР-Н (командно-телеметрической радиолинии наземный). КТР-Н имеет от 4-х до 6-ти антенных элементов с диаграммой направленности 90 и 60 градусов соответственно. При необходимости и большом удалении на модуль КТР-Н устанавливается направленная антенная система с диаграммой направленности около 20 градусов.

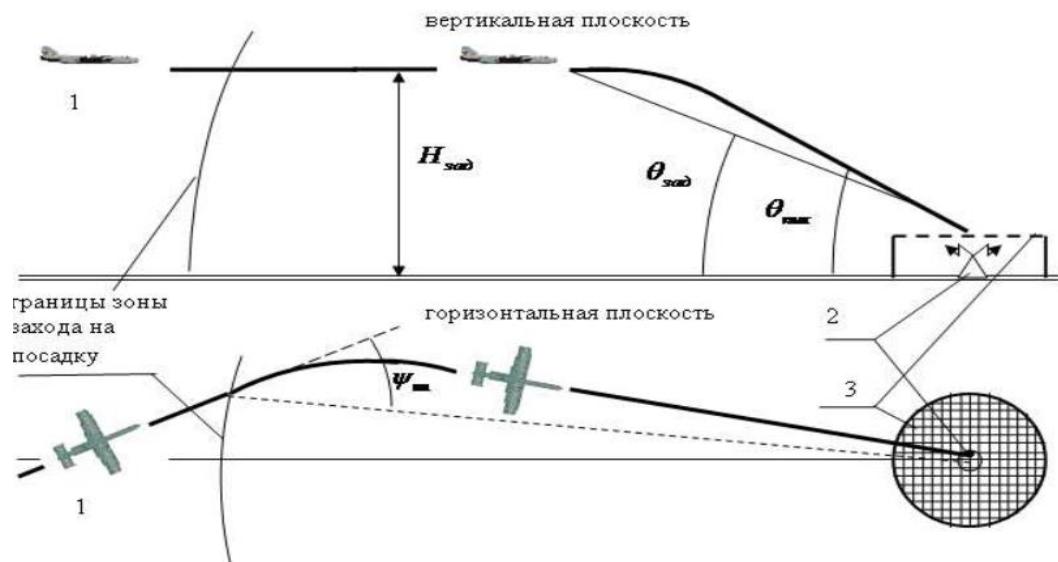


Рис. 1. Схема реализации способа точной посадки малоразмерного БПЛА в горизонтальную сеть: 1 – БПЛА со штатным бортовым навигационным оборудованием, бортовой системой управления и бортовым радиопеленгатором; 2 – изотропный радиомаяк, устанавливаемый в заданной точке посадки; 3 – горизонтальная улавливающая сеть

При установке на БПЛА направленной антенной системы аналогичной (однотипной) направленной антенной системе на КТР-Н, и изменении программной прошивки борта на программу, которая при потере СНС автоматически переключит антеннную систему на борту со штыревой на направленную. При совершении правого крена определяется курс на максимальный сигнал и, анализируя этот сигнал, БПЛА автоматически выводится на пункт управления.

Диаграмма направленности вновь устанавливаемой антенны на БПЛА должна смотреть в носовую часть БПЛА.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предлагаемый способ автоматического возврата БПЛА обеспечивает его попадание в улавливающую сеть малых размеров в автоматическом автономном режиме при минимуме используемого наземного оборудования, включающего изотропный радиомаяк и горизонтальную улавливающую сеть. Способ обеспечивает произвольный ракурс захода БПЛА на посадку, в простых и сложных метеоусловиях, при использовании для посадки малой площадки не более единиц метров в поперечнике. При этом гарантируются низкая вероятность повреждения БПЛА за счет амортизирующих и гасящих свойств улавливающего устройства и, соответственно, высокая кратность применения БПЛА. Экономия массы в 12-15% и более (до 26%) позволит увеличить дальность, продолжительность полета, расширить круг решаемых задач.

ЛИТЕРАТУРА

1. Системы адаптивного управления летательными аппаратами. / А.С.Новоселов, В.Е. Болночин, П.И. Чинаев, А.Н. Юрьев. - М. Машиностроение, 1987. 280 с.
2. Лобанов Н.А. Основы расчета и конструирования парашютов. – М.: Машиностроение, 2015. 362 с.
3. Овинов А.В. Способы взлета и посадки летательных аппаратов и взлетно-посадочная система для осуществления этих способов. Патент РФ №2466913, 2010.

REFERENCES

1. Sistemy adaptivnogo upravleniya letatelnymi apparatami. / A.S.Novoselov, V.E. Bolnokin, P.I. Chinaev, A.N. Yuryev. - M. Mashinostroenie, 1987. 280 s.
2. Lobanov N.A. Osnovy rascheta i konstruirovaniya parashyutov. – M.: Mashinostroenie, 2015. 362 s.
3. Ovinov A.V. Sposoby vzleta i posadki letatelnykh apparatov i vzletno-posadochnaya sistema dlya osushchestvleniya etikh sposobov. Patent RF №2466913, 2010.

МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ

Н. В. Евглевская, С. Н. Ракицкий

Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются основные показатели и критерии устойчивости функционирования радиоэлектронных средств в условиях электромагнитных излучений большой мощности. Представлена модель определения элементов средств радиосвязи, наиболее подверженных к воздействию, отличающаяся тем, что позволяет учитывать взаимодействия частей, способов установки и монтажа технических средств на основе дедуктивного метода.

Ключевые слова: электромагнитные излучения большой мощности, сверхширокополосные воздействия, радиоэлектронные средства, антенно-фидерные устройства, средства радиосвязи

THE MODEL OF STABILITY OF FUNCTIONING OF ELEMENTS OF RADIO-ELECTRONIC MEANS IN THE CONDITIONS OF ELECTROMAGNETIC RADIATION

N. V. Yevglevskaya, S. N. Rakitsky

Military Academy of Communications (VAS), Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article discusses the main indicators and criteria for the stability of the functioning of radio-electronic means in conditions of high-power electromagnetic radiation, presents a model for determining the elements of radio communications most susceptible to exposure, characterized in that it allows for the interaction of parts, methods of installation and installation of technical means based on the deductive method.

Keywords: high-power electromagnetic radiation, ultra-wideband effects, radio-electronic means, antenna-feeder devices, radio communication means.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ результатов локальных войн и вооруженных конфликтов в последнее десятилетие XX и в начале XXI века свидетельствуют о том, что радиоэлектронная борьба (РЭБ) трансформируется в один из основных элементов современных войн и наиболее значимую силу информационных операций.

В условиях ведения современных боевых действий средствами РЭБ предусматривается использование электромагнитных излучений большой мощности (ЭМИБМ) для функционального поражения чувствительных элементов средств связи. Средства РЭБ: генераторы ЭМИБМ, электромагнитные боеприпасы, используемые для функционального поражения элементов современных радиоэлектронных систем, относят к электромагнитному оружию (ЭМО). До недавнего времени поражение чувствительных элементов радиоэлектронных средств (РЭС) различного назначения осуществлялось сверхширокополосными (СШП) воздействиями, путем распределения энергии электромагнитных полей в широком диапазоне частот. При этом происходит комплексное воздействие на РЭС через различные пути проникновения электромагнитной энергии.

РЭС располагаются внутри корпуса корабля и в защищенных интегрированных мачтах, являющихся внешним электромагнитным экраном. При таком расположении минимизируется прохождение энергии ЭМИБМ через ненамеренно созданные пути электромагнитного проникновения (корпус, экраны, силовые кабели). Основным путем проникновения ЭМИБМ являются антенно-фидерные устройства (АФУ). Поскольку частоты, на которых работает современная радиоэлектронная аппаратура, известны, то в целях снижения уязвимости от средств подавления в радиоэлектронной аппаратуре УКВ диапазона используется принцип уменьшения длительности передаваемых посылок и расширение спектра сигнала, что предполагает наличие широкополосного АФУ.

В этой связи системы ЭМО УКВ диапазона и существующие мощные радиопередающие средства применяют для радиочастотного воздействия, концентрируя весь энергетический потенциал на произвольной частоте в диапазоне работы современных РЭС УКВ диапазона, нанося энергетическое воздействие целенаправленно на определенные радиоэлектронные системы. Использование радиочастотных импульсных воздействий большой мощности (РЧИВБМ) в качестве поражающего фактора ЭМО позволяет повысить уровень энергии электромагнитного воздействия на современные РЭС более чем в 5 раз по сравнению с СШП воздействиями.

Поэтому важным вопросом стоит оценка устойчивости функционирования средств радиосвязи в условиях электромагнитных импульсных воздействий большой мощности на средства радиосвязи УКВ-диапазона.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Показатели устойчивости и характеристики эффективности средств радиосвязи. Эффективностью системы – свойство системы соответствовать ее целевому назначению. Целевым назначением любой системы является выполнение требуемых показателей качества. Показателем эффективности, связывающим показатели качества, является степень выполнения заданных требований по всем показателям системы. Показатель эффективности имеет вероятностный характер [1].

$$\mathcal{E} = P\{\vec{Q}(t) \in \vec{Q}\} \quad (1)$$

где

\mathcal{E} – эффективность работы СРС;

$Q(t)$ – качество системы.

Под качеством системы понимается совокупность характеристик q или параметров, по которым к системе предъявляются какие-либо требования. Основные качества системы связи: устойчивость, достоверность, скорость передачи информации и др.

Требуемое качество системы представляет собой вектор $\vec{Q} = \{q_1, q_2, \dots, q_n\}$,

компонентами которого являются частные требования, предъявляемые к системе (показатели качества) [2, 3].

Первичным качеством системы связи при электромагнитных импульсных воздействиях большой мощности (ЭМИВБМ) является её устойчивость.

Устойчивость системы связи к ЭМИВБМ – это способность устройства, оборудования или системы функционировать без ухудшения качества при наличии электромагнитной помехи большой мощности (ГОСТ Р 51317.1.5).

Уровень устойчивости к электромагнитному воздействию – максимальный уровень электромагнитной помехи, действующей на конкретное устройство, оборудование или систему, при котором оно сохраняет требуемое качество функционирования (ГОСТ Р 51317.1.5).

Устойчивость является интегральным свойством, определяемых в основном: живучестью; помехоустойчивостью; надежностью.

Устойчивость СРС к ЭМИВБМ представлена на рис. 1.

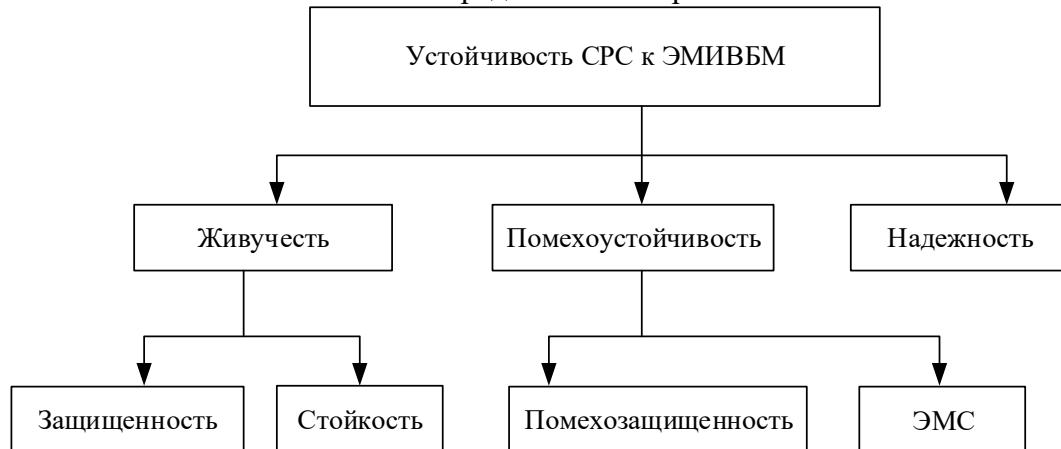


Рис.1. Структура устойчивости СРС к ЭИВБМ.

Наиболее существенным образом ЭМИВБМ влияют на живучесть [4]. Живучестью СРС называется свойство выполнять свои функции в условиях дестабилизирующих внешних воздействий, способных привести к функциональному поражению технических средств. Живучесть зависит от технических характеристик СРС, а также от особенностей дестабилизирующих воздействий (в том числе ЭМИВБМ): уровней электромагнитной энергии, частотный диапазон, скорость нарастания импульса и т.д. При этом характер распространения ЭМИВБМ основан на теории распространения электромагнитных волн, уровень энергии ЭМИВБМ уменьшается с расстоянием, что в свою очередь приводит к тому, что дестабилизирующие воздействие трансформируется в помеховое воздействие, существенно влияющее уже на помехоустойчивость.

Определение устойчивости СРС и линий связи к ЭМИВБМ является многопараметрической, вероятностно задачей, зависящей от характеристик воздействующих факторов и особенностей их воздействия.

Помехоустойчивость – способность системы связи обеспечивать управление в условиях помех всех видов, как преднамеренных, так и непреднамеренных (взаимных).

Составными частями помехоустойчивости являются помехозащищенность и электромагнитная совместимость [5, 6]:

Помехоустойчивость в отличие от живучести – устойчивость к помехам с уровнями, не способными вызывать деструктивные явления в СРС.

Вероятность потери работоспособности СРС определяется на основе обеспечения требуемых показателей устойчивости, которые таким образом имеют вероятностные характеристики:

$$S_i = \left\{ \begin{array}{l} P_{S_i}; \\ W_b \leq W_{kp}. \end{array} \right. , \quad (2)$$

где S_i – показатель устойчивости СРС; W_b – энергия воздействия; P_{S_i} – вероятность несоответствия необходимых параметров СРС заданным значениям; W_{kp} – критическая энергия.

Устойчивость, как основной показатель эффективности при ЭМИВБМ является совокупность таких показателей качества, как живучесть, надежность, помехоустойчивость будет характеризоваться выражением [7]:

$$\mathcal{E} = P\{\vec{Q}(t) \in \vec{Q}\} = \begin{cases} K_{\text{ж}} \cdot K_{\text{пн}} \cdot P_{\text{эн}} = (1 - P_{\text{п.р.1}}) \cdot (1 - P_{\text{п.р.2}}) \cdot P_{\text{эн}}; \\ W_{\epsilon} \leq W_{\text{кр}}. \end{cases} \quad (3)$$

где \mathcal{E} – эффективность работы РЭС; $K_{\text{ж}}$ – коэффициент живучести радиолинии; $K_{\text{пн}}$ – коэффициент помехоустойчивости; $P_{\text{эн}}$ – вероятность безотказной работы (эксплуатационной надежности); $P_{\text{п.р.}}$ – вероятность потери работоспособности СРС.

Критерием принятия решений является обеспечение устойчивости при минимальных издержках в условиях имеющихся неопределенностей гарантированного значения живучести, превышающего некоторое заданное значение вероятности потери работоспособности, определяемое из решения задач более высокого иерархического уровня.

Основным показателем живучести на уровне СРС является коэффициент защищенности, определяемый вероятностью потери работоспособности (показателей устойчивости S_i) в зависимости от максимальной энергии воздействия.

Выражение обеспечения эффективности:

$$\begin{cases} \mathcal{E}(\varphi) = K(\varphi) \geq K_0(W; P_{\text{п.р.}}) \\ C(\varphi_0) = \underset{\varphi \in \Phi}{\operatorname{argmin}} C(\varphi) \leq C_s \\ \Pi_{\text{СРС}}^{\text{ЭМИ}} \in \Pi_{\text{тр}} \end{cases} \quad (4)$$

где K_0 – требуемое значение защищенности; Φ – множество решений φ удовлетворяющих условию обеспечения эффективности; $C(\varphi)$ – стоимость решения φ ; $\Pi_{\text{СРС}}$ – параметры СРС.

Система показателей устойчивости S_i строится в зависимости от уровней декомпозиции.

Критерием отказа СРС является ухудшение основных параметров: чувствительность СРС в аналоговых и цифровых режимах; излучаемая мощность РЭС.

Критерием отказа на уровне блоков и функциональных узлов является их способность выполнять требуемые функции с требуемым значением необходимых параметров.

Критерием отказа на уровне компонентов – изменение характеристик компонентов, приводящих к отказам на уровне блоков, функциональных узлов.

Основной характеристикой СРС, наиболее подверженной влиянию ЭМИБМ, является чувствительность. Под чувствительностью понимается минимальный уровень мощности, при котором происходит прием сигналов с заданными искажениями (P_{min}).

Для реализации оценки эффективности необходимо разработать модель воздействия ЭМИБМ на СРС позволяющую решить следующие задачи [8]: уточнить взаимосвязи показателей устойчивости с характеристиками живучести СРС; осуществить декомпозицию объекта исследования; определить показатели устойчивости (защищенности, стойкости) для каждого уровня декомпозиции; осуществить синтез всех уровней декомпозиции с учетом вероятностного характера устойчивости.

Модель воздействия ЭМИБМ на СРС. Оценка результатов влияния электромагнитных импульсных воздействий большой мощности на СРС основывается на анализе возбуждения элементов аппаратуры, с учетом взаимосвязи составных частей СРС.

При рассмотрении вопросов устойчивости к электромагнитным воздействиям важное значение имеет установление портов СРС, через которые электромагнитные излучения могут воздействовать на аппаратуру.

Порты проникновения электромагнитных воздействий представлены на топологической схеме проникновения (рис. 2).

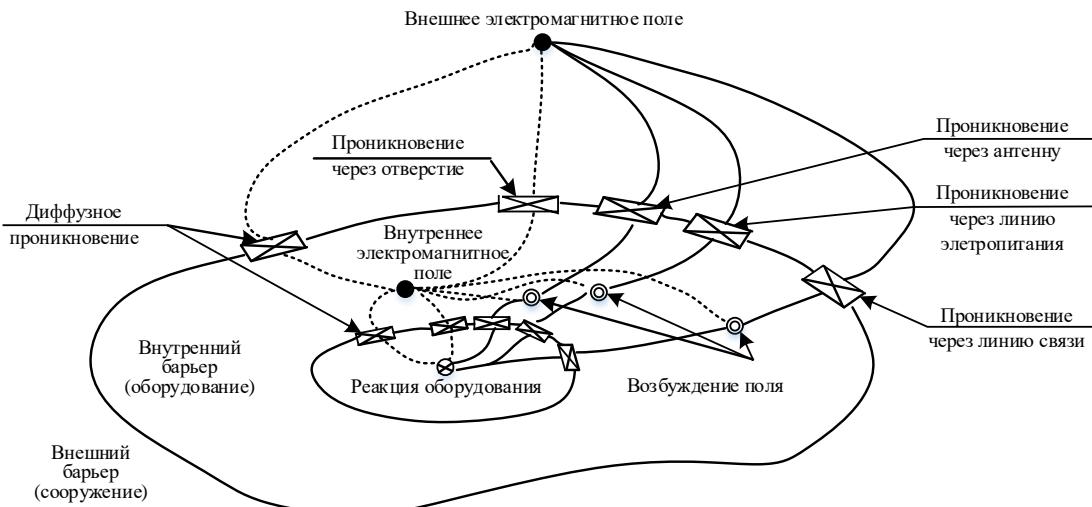


Рис. 2. Порты проникновения электромагнитных воздействий.

Основными портами проникновения ЭМИВБМ УКВдиапазона являются: входы/выходы высокочастотных сигналов (АФУ); входы/выходы низкочастотных сигналов; порты электропитания.

По своему функциональному назначению АФУ является портом, намеренно созданным для проникновения электромагнитной энергии, тем самым являясь первичным портом для прямого воздействия энергии электромагнитных импульсов большой мощности.

В проводниках, проходящих через области воздействия ЭМИВБМ индуцируются напряжения и токи, которые впоследствии оказывают негативное влияние на остальные участки схемы. Таким образом, основным вопросом обеспечения устойчивости СРС к ЭМИВБМ через провода внешних интерфейсов заключается в защите проводников от неблагоприятного влияния или обеспечения соответствующих развязок.

Антенны РЭС, в виду их функционального назначения, не могут быть сами защищены от ЭМИВБМ и требуют специальных схем защиты.

Там, где токи проходят через общие для ряда блоков и узлов СРС сопротивление, СРС или их группа будут подвержены гальваническому влиянию токов воздействия.

Для анализа устойчивости СРС к ЭМИВБМ необходимо понимать, что воздействие осуществляется комплексно, суммируясь или повторяясь на отдельных элементах и приводя к ухудшению или нарушению их функционирования.

Оценка работоспособности СРС в условиях ЭМИВБМ должна содержать следующие операции:

подготовку начальных данных о ЭМИВБМ и основных характеристиках РЭС;

расчет параметров наведенных токов и напряжений, вызванных ЭМИВБМ по каждому из путей ее проникновения, их суммирование и приведение к критическим точкам СРС;

определение отношения сигнал/шум в критических точках СРС;

изменение начальных данных и проведение повторных вычислений в случае, если значение сигнал/шум меньше заданного.

Таким образом, результирующая математическая модель ЭМИВБМ в отношении СРС определяется выражением:

$$W_{kp} \in (W_1; W_2 \dots W_n), \quad (5)$$

где W_{kp} – критическая энергия поражения РЭС; W_n – критическая энергия порта проникновения; n – количество портов проникновения.

На основе аналитической модели ЭМИВБМ и топологической схемы проникновения электромагнитной энергии к чувствительным элементам СРС разработана модель ЭМИВБМ на РЭС с учетом расположения аппаратуры внутри защищенного объекта (рис. 3).

Модель воздействия основана на известных моделях с учетом особенностями характеристик импульсных воздействий и характером реакции аппаратуры на данный вид воздействия.

Модель ЭМИВБМ основана на основе построения временных и спектральных характеристик радиочастотных импульсных сигналов. Аналитическая модель прямоугольного импульса с резко нарастающим фронтом и спадом определяется формулой:

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } |t| \leq \frac{t_u}{2} \\ 0 & \text{при } |t| > \frac{t_u}{2} \end{cases}, \quad (6)$$

Прямоугольные импульсы имеют спектр, сосредотачивающий энергию в узком диапазоне частот.

В случае радиочастотного заполнения, прямоугольные импульсы относят к узкополосным радиочастотным импульсным воздействиям (рис. 4).



Рис. 3. Модель воздействия электромагнитных импульсных излучений большой мощности на средства радиосвязи УКВдиапазона

Модель распространения ЭМИВБМ составлена на основе модели распространения радиоволн УКВдиапазона над сферической полупроводящей поверхностью Земли. Модель учитывает затухание энергии ЭМИВБМ от расстояния с учетом распространения над морской поверхностью Земли (электрических параметров морской воды) [9].

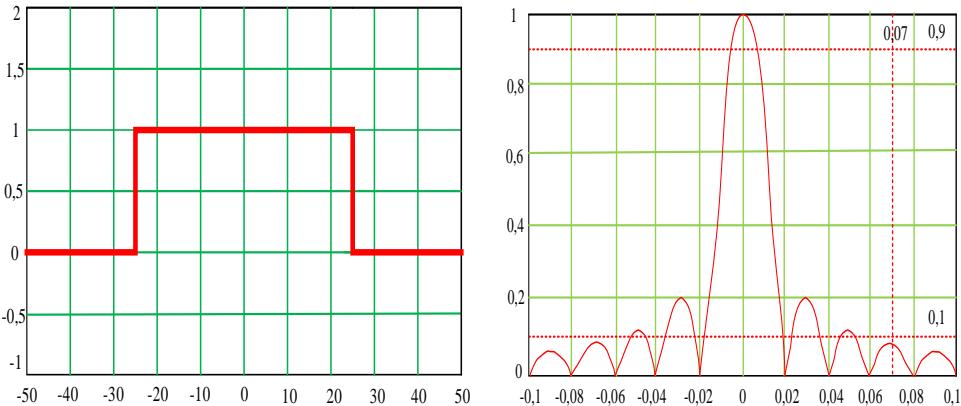


Рис. 4. Временная и спектральная характеристика прямоугольного импульса (а – временная характеристика; б – спектральная характеристика)

Численное значение модуля вектора Пойтинга Π в направлении максимального излучения, учитывая характеристики полупроводящей сферической поверхности Земли и направленные свойства антенны, определяется как:

$$\Pi_{\max}(r) = \frac{P_{\text{изл}} D_1 \cdot p}{4\pi r^2} F, \quad (7)$$

где Ризл – мощность излучения; D1 – КНД передающей антенны;

p – коэффициент согласования; F – множитель ослабления, в зависимости от распространения.

Суммарный эффект влияния на систему электромагнитного воздействия большой мощности определяется диаграммой последовательности взаимодействия. Данная диаграмма иллюстрирует аспекты генерирования электромагнитных полей, их распространения, взаимодействия с системой и отклика системы на воздействие [7].

Для РЭС расположенных внутри объекта размещения система диаграммы последовательности взаимодействия представлена на рис. 4 в виде модели проникновения ЭМИВБМ через различные порты СРС.

Применительно к современным СРС для декомпозиции аппаратной структуры и программного обеспечения необходимо применять базовую эталонную модель взаимодействия открытых систем (OSI).

Для сетей специальной связи целесообразно выделение пяти уровней аппаратной декомпозиции с соответствующим каждому уровню показателем устойчивости Si: 0 – физическая среда; 1 – физический элемент; 2 – функциональный элемент; 3 – функциональный блок; 4 – СРС; 5 – однозвеневая система связи;

Синтез уровней декомпозиции необходимо проводить на основе анализа дерева неисправностей, представляющее деструктивное воздействие ЭМИВБМ на СРС на основе модели взаимодействия и учета неопределенностей, связанных с местом размещения аппаратуры и характеристик воздействия.

Метод анализа дерева неисправностей является примером применения дедуктивной методологии, имеющей следующие преимущества при анализе эффектов ЭМС [6]:

возможность учитывать неисправности общего случая, вызванные одиночной электромагнитной помехой;

возможность учитывать изменяющиеся во времени события и неисправности;

при анализе дерева неисправностей может быть применены вероятностные методы.

Для устранения неопределенности целесообразно рассматриваться вероятность потери работоспособности для каждого режима работы отдельно: аналогового режима; цифрового режима; режима передачи данных.

Для каждого режима устанавливать собственные показатели стойкости Si.

Структура дерева неисправностей в аналоговом режиме на основе изменения значений чувствительности представлен на рис. 5.

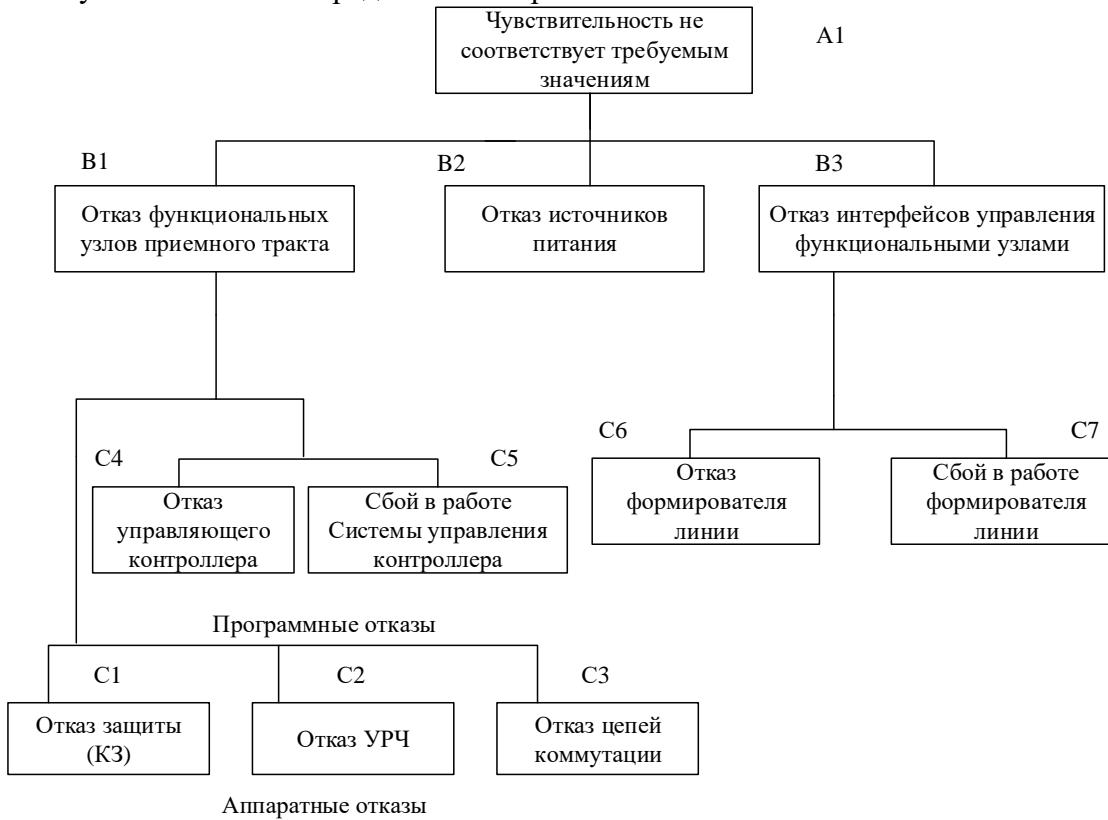


Рис. 5. Анализ неисправностей СРС при ухудшении чувствительности

Для перехода от энергетического подхода к вероятностному каждому уровню отказов необходимо присвоить количественное значение вероятности отказа.

Результирующая вероятность отказа определяется по формулам:

$$P_{A1}=1(1P_{B1})(1P_{B2})(1P_{B3}), \quad (8)$$

$$P_{B1}=1(1P_{C1})(1P_{C2})(1P_{C3})(1P_{C4})(1P_{C5}), \quad (9)$$

$$P_{B1}=1(1P_{C6})(1P_{C7}). \quad (10)$$

где: Р – вероятность отказа для каждого уровня неисправности.

Таким образом, обобщая результаты проведенного анализа технических характеристик, существующих образцов электромагнитного воздействия и нормативной базы по устойчивости технических средств в отношении электромагнитных помех большой мощности необходимо сделать следующие выводы:

существующие средства электромагнитного воздействия позволяют производить генерацию и излучение широкополосных и узкополосных импульсных воздействий большой мощности УКВ и СВЧдиапазонов;

современные СРС УКВдиапазона имеют широкополосные АФУ, представляющий путь основного проникновения узкополосных воздействий, осуществляемые на любой частоте в полосе АФУ;

существующая нормативная база по электромагнитной совместимости рассматривает вопросы устойчивости технических средств в УКВдиапазоне только в отношении непрерывного радиочастотного поля, не учитывающая особенностей импульсного воздействия;

существующие методики проверки обеспечения устойчивости основываются на основе детерминированного энергетического подхода, не учитывающие вероятностного характера устойчивости.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана модель определения элементов СРС, наиболее подверженных к воздействию электромагнитных импульсным воздействиям большой мощности, отличающаяся тем, что позволяет учитывать взаимодействия частей, способов установки и монтажа технических средств на основе дедуктивного метода, а также позволяющего перейти от энергетического подхода при оценке устойчивости к вероятностному.

ЛИТЕРАТУРА

1. Максимов М.В., М. Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. Защита от радиопомех. Москва: Советское радио, 1976. 495 с.
2. Радзивский В.Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. Москва: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Добыкин В.Д. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. Москва: Вузовская книга, 2007, 468 с.
4. Гапоненко Н.И., Горбань А.М., Горожанин Д.В. Формирование интенсивных электромагнитных импульсов, излучаемых при прямом возбуждении изолированной штыревой антенны короткоимпульсным сильноточным РЭП // Физика плазмы. 2000. Т.26. № 4. С. 13.
5. Азаркевич Е.И. Генерация импульсного СВЧ излучения с помощью энергии химических взрывчатых веществ // Доклады Академии наук СССР. 1991. Т. 319. № 2. С. 352355.
6. Иванов В.А., Ильницкий Л.Я., Фузик М.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Киев: Техника, 1983. 120 с.
7. Макогон В.П. Особенности воздействия мощных электромагнитных помех на радиоприемные средства// Сборник научных трудов Харьковского университета Воздушных. 2009.1(19). С. 4249.
8. Бузов А.Л. УКВ антенны для радиосвязи с подвижными объектами, радиовещания и телевидения. Москва: Радио и связь, 1997. 293 с.
9. Путилин А.Н. Модель взаимодействия линии радиосвязи и станции радиоэлектронного подавления // Доклад на конференции. «Региональная информатика 2012». СПб.: СПОИСУ, 2012. С. 235239.

REFERENCES

1. Maksimov M.V., M. Bobnev M.P., Krivitsky B.H. Protection from radio interference. Moscow: Sovetskoe Radio, 1976. 495 p.
2. Radzivsky V.G. Modern electronic warfare. Questions of methodology. Moscow: Radio Engineering, 2006. 424 p.
3. Dobykin V.D. Electronic warfare. Forceful defeat of radioelectronic systems. Moscow: University Book, 2007, 468 p.

4. Gaponenko N.I., Gorban A.M., Gorozhanin D.V. Formation of intense electromagnetic pulses emitted during direct excitation of an isolated pin antenna by a shortpulse highcurrent RAP // Plasma Physics. 2000. Vol.26. No. 4. pp. 13.
5. Azarkevich E.I. Generation of pulsed microwave radiation using the energy of chemical explosives // Reports of the Academy of Sciences of the USSR. 1991. Vol. 319. No. 2. pp. 352355.
6. Ivanov V.A., Ilnitsky L.Ya., Fuzik M.I. Electromagnetic compatibility of radioelecton funds. Kiev: Technika, 1983. 120 p.
7. Makogon V.P. Features of the impact of powerful electromagnetic interference on radio receivers // Collection of scientific papers X
8. Buzov A.L. VHF antennas for radio communication with mobile objects, radio broadcasting and television. Moscow: Radio and Communications, 1997. 293 p.
9. Putilin A.N. Model of interaction of a radio communication line and an electronic suppression station // Report at the conference. "Regional Informatics 2012". St. Petersburg: SPOISU, 2012. pp. 235239.

ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ЗОНДИРОВАНИЯ РЕТРАНСЛЯТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

С. А. Луценко¹

¹ Военная академия связи им. С.М. Будённого, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Целью исследования является разработка обобщенного алгоритма зондирования ретранслятора космического аппарата, как методической основы для технологической реализации процедур зондирования в перспективных средствах контроля радиочастотной службы РФ. Стоит заметить, что процедуры зондирования ретранслятора космического аппарата (КА) необходимо проводить, не препятствуя при этом функционированию потребителей через радиочастотные каналы ретранслятора.

Ключевые слова: космический аппарат, зондирование, элементарное радиоэлектронное средство, радиочастотная служба

GENERALIZED ALGORITHM FOR SOUNDING THE SPACECRAFT REPEATER

S. A. Lutsenko¹

¹Military Academy of the Signal Corps, S. M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The purpose of research is to develop a generalized algorithm for sounding the spacecraft repeater as a methodological basis for the technological implementation of sounding procedures in promising monitoring tools of the radio frequency service of Russia. It is worth noting that the procedures for sounding the repeater of the spacecraft (spacecraft) must be carried out without interfering with the functioning of consumers through the radio frequency channels of the repeater.

Keywords: spacecraft, sounding, elementary electronic means, radio frequency service

1. ВВЕДЕНИЕ

Контроль за излучениями радиоэлектронных средств (РЭС) и (или) высокочастотных устройств (радиоконтроль) является составной частью государственного управления использованием радиочастотного спектра и международно-правовой защиты присвоения (назначения радиочастот) или радиочастотных каналов [1]. В соответствии с Федеральным законом «О связи» осуществление радиоконтроля за РЭС гражданского назначения возложено на радиочастотную службу [2].

Основным техническим органом радиочастотной службы является главный радиочастотный центр (ФГУП «ГРЧЦ»), представляющий собой отраслевой экспертный центр, обеспечивающий выполнение задач и функций, возложенных на радиочастотную службу, а также сопровождение контрольно-надзорных и регуляторных функций Роскомнадзора по основным направлениям его деятельности в области связи и в сфере средств массовой информации и массовых коммуникаций [3].

К видам деятельности ФГУП «ГРЧЦ» относятся в том числе и связанные с вопросами контроля РЭС спутниковых систем связи и телевизионного вещания (в частности, п.п. 2.2.21, 2.2.25, 2.2.26, 2.2.41, 2.2.51 Устава ФГУП «ГРЧЦ») [4]. Данные направления работы особенно актуальны в связи с постоянно увеличивающейся группировкой космических аппаратов (КА) спутниковых систем (по состоянию на начало 2023 года на геостационарной орбите находилось 565 КА [5]).

Для выполнения одного из основных видов деятельности ФГУП «ГРЧЦ» (п. 2.2.1 Устава), сформулированного как «Обеспечение надлежащего использования радиочастот или радиочастотных каналов и РЭС», необходимо проведение комплекса мероприятий по контролю за излучениями РЭС, не препятствующих их функционированию. К основному активному способу, позволяющему определять характеристики РЭС ретранслятора КА и не препятствующему функционированию потребителей через его радиочастотные каналы, является зондирование.

На текущий момент возможности применения способов и алгоритмов зондирования радиочастотных каналов закладываются при проектировании сетей 4G/5G, сетей Интернета вещей (англ. Internet of Things, IoT), сетей MANET (англ. Mobile Ad hoc Network) и др. [6,7]. Среди отечественных научных трудов, посвященных оценке возможностей применения способов и алгоритмов зондирования радиочастотных каналов в интересах радиочастотной службы РФ, можно выделить работу [8], авторами которой предлагается программное средство для оценки достаточности резервов радиочастотного спектра для заявляемого (экспертизуемого) типа РЭС на основе оценки загрузки радиочастотного спектра методом зондирования существующей радиоэлектронной обстановки заявлением РЭС.

Однако, как показали результаты информационного поиска, методические вопросы реализации технологии зондирования, разработки соответствующих способов и алгоритмов в общем, и относительно РЭС ретрансляторов КА, в частности, проработаны слабо, что обуславливает актуальность проведения исследования в данной области.

Целью данной статьи является разработка обобщенного алгоритма зондирования ретранслятора космического аппарата, как методической основы для технологической реализации процедур зондирования в перспективных средствах контроля радиочастотной службы РФ.

2. ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ЗОНДИРОВАНИЯ РЕТРАНСЛЯТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

На рисунке 1 представлена блок-схема предлагаемого обобщенного алгоритма зондирования ретранслятора космического аппарата. Далее рассмотрены подробно этапы предлагаемого алгоритма.

1. Начало алгоритма.

2. Этап № 1. Ввод исходных данных

Исходными данными для алгоритма зондирования ретранслятора КА являются:

- точка стояния объекта зондирования (параметры орбиты);

- параметры сигнала зондирования (скорость передачи, используемые сигнально-кодовые конструкции и параметры их смены, диапазон частот передачи);

- диапазон частот приема зондирующего сигнала;

- длительность функционирования процедур зондирования.

3. Этап № 2. Формирование сигналов зондирования

На этапе формирования сигналов зондирования производится выбор вида зондирующих сигналов и структуры.

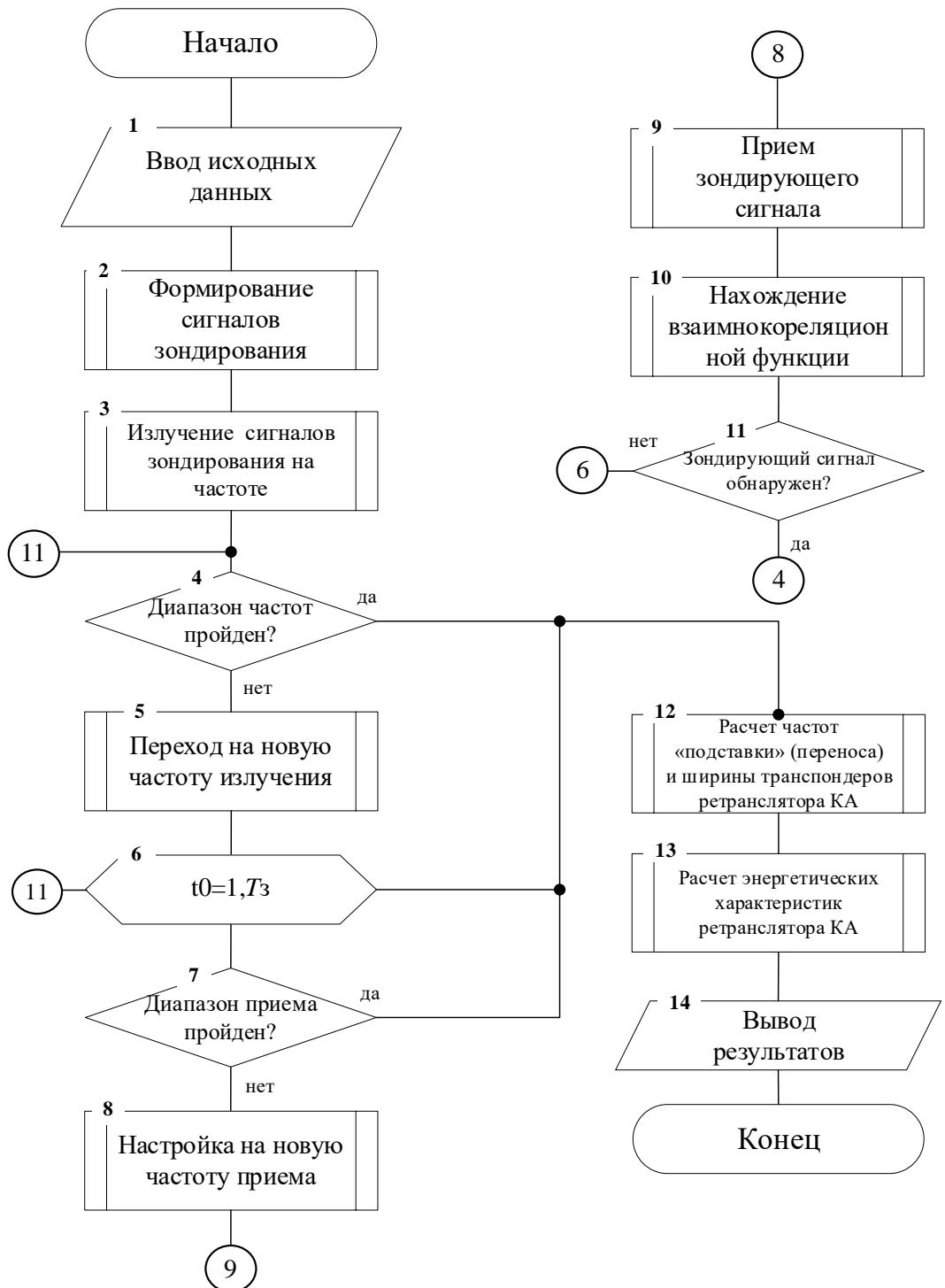


Рис. 1. Блок-схема предлагаемого обобщенного алгоритма зондирования ретранслятора космического аппарата

В качестве зондирующих сигналов могут быть использованы:

3.1. По виду зондирующих сигналов:

- одиночестотный;
- многочастотный (МЧС);
- многочастотный матричный (МЧ-МС).

3.2. По виду манипуляции:

- ФМ-2 (BPSK);
- ФМ-4 (QPSK);

- ФМ-8 (8PSK);
- в различных базисах [9].

3.3. По структуре сигналов:

- одночастотного:
 - a) отрезок квази-непериодической ПСП заданной длины;
 - б) отрезок периодической ПСП (аддитивного скремблера) заданной длины с заданного стартового состояния;
 - в) синхрокомбинация (СК) или кортеж (серия) синхрокомбинаций, подобранных по корреляционным характеристикам короткой длины;
 - г) комбинация во вложенные структуры (короткий код + длинный код).
- многочастотного:

структуры зондирующих сигналов одинаковые, что и для одночастотного вида. В каждом частотном канале создаётся два квадратурных канала. Метод манипуляции в каждом квадратурном канале ФМ-2 (BPSK), результирующая манипуляция ФМ-4 (QPSK, OQPSK), коды (ПСП, СК) по каждому из частотных каналов в одном пакете – одинаковые, сдвиг между квадратурными каналами (циклический или линейный) определяет код частоты передачи. На каждый новый пакет частот (новое излучение) – новый отрезок короткого кода или СК и стартовая позиция длинного (внешнего) кода.

- многочастотного матричного:

структуры зондирующих сигналов одинаковые, что и для одночастотного вида. В каждом частотном канале создается два квадратурных канала. Метод манипуляции в каждом квадратурном канале ФМ-2 (BPSK), результирующая манипуляция ФМ-4 (QPSK, OQPSK), коды (ПСП, СК) по каждому из частотных каналов в одном пакете – одинаковые, сдвиг между квадратурными каналами (циклический или линейный) определяет код частоты передачи. Каждый отрезок короткого кода или СК повторяется N раз, каждый раз с новой фазой, определяемой длинным кодом. На каждый новый пакет частот (новое излучение) – новый отрезок короткого кода или СК и стартовая позиция длинного (внешнего) кода.

4. Этап № 3. Излучение частоты зондирования

На данном этапе происходит излучение зондирующего сигнала на определенной частоте (группе частот).

5. Этап № 4. Проверка условия: Диапазон частот пройден?

Если условие выполняется, то осуществляется переход на этап № 12, иначе – этап № 5.

6. Этап № 5. Переход на новую частоту излучения

На данном этапе происходит переход на новую частоту (группу частот) излучения сигналов зондирования.

7. Этап № 6. Проверка условия: Время зондирования вышло?

Если условие выполняется, то осуществляется переход на этап № 12, иначе – этап № 7.

8. Этап № 7. Проверка условия: Диапазон приема пройден?

Если условие выполняется, то осуществляется переход на этап № 12, иначе – этап № 8.

9. Этап № 8. Настройка на новую частоту приема

На данном этапе происходит настройка на новую частоту (группу частот) приема зондирующего сигнала.

10. Этап № 9. Прием зондирующего сигнала

На данном этапе происходит прием зондирующего сигнала.

11. Этап № 10. Нахождение взаимнокорреляционной функции

На данном этапе происходит нахождение взаимнокорреляционной функции между переданным и принятым сигналами зондирования.

12. Этап № 11. Проверка условия: Зондирующий сигнал обнаружен?

Если условие выполняется, то осуществляется переход на этап № 4, иначе – переход на этап № 6.

13. Этап № 12. Расчет параметров транспондеров ретранслятора КА.

На данном этапе происходит расчет частот «подставки» (переноса) и ширины транспондеров ретранслятора КА

14. Этап № 13. Расчет энергетических характеристик ретранслятора КА.

На данном этапе происходит расчет энергетических характеристик ретранслятора КА.

15. Этап № 14. Вывод результатов.

Формируется отчет о результатах зондирования ретранслятора КА. Выходными данными для алгоритма зондирования ретранслятора КА являются:

- значение «подставки» между частотами приема и передачи ретранслятора зондируемого КА;

- ширина и границы транспондеров ретранслятора КА;

- уточненные энергетические характеристики зондируемого ретранслятора КА.

16. Конец алгоритма

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье представлены материалы по разработке обобщенного алгоритма зондирования ретранслятора космического аппарата, как методической основы для технологической реализации процедур зондирования в перспективных средствах контроля радиочастотной службы РФ. Стоит заметить, что процедуры зондирования ретранслятора КА необходимо проводить, не препятствуя при этом функционированию потребителей через радиочастотные каналы ретранслятора. Однако, избыточное расширение полосы частот зондирования, снижение мощности сигнала зондирования, снижение шага перестройки частоты сигнала зондирования, сужение полосы частот сигнала зондирования, увеличение времени зондирования на фиксированных частотных позициях приводят к существенному снижению оперативности решения задач зондирования. Также видится целесообразным в комплекс мероприятий по контролю за излучениями РЭС ретранслятора КА помимо радиомониторинга и зондирования также включать процедуры геолокации, которые позволяют в пассивном режиме определять местоположение несанкционированных РЭС [10].

ЛИТЕРАТУРА

1. Федеральный закон «О связи» от 07.07.2003 г. № 126-ФЗ.
2. Постановление Правительства Российской Федерации от 14 мая 2014 г. № 434 «О радиочастотной службе»
3. Распоряжение Министерства имущественных отношений Российской Федерации от 14 марта 2001 г. № 627-р «О создании федерального государственного унитарного предприятия «Главный радиочастотный центр»
4. Устав федерального государственного унитарного предприятия «Главный радиочастотный центр». Утвержден приказом Федеральной службы по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций от 16.08.2017. URL: <https://grfc.ru/upload/medialibrary/53a/ustav-fgup-grchts.pdf>, 20.02.2023.
5. Новости космонавтики : Сколько всего активных спутников находится на орbitах вокруг Земли. URL: <https://novosti-kosmonavtiki.ru/news/82674/>, 20.02.2023.
6. Ван С., Чжан Г., Ван Л., Олесен Р. Л., Леви Д. Усовершенствованное активное сканирование в беспроводных локальных сетях. Патент RU 2651244. Дата заявки 07.03.2013. Дата опубликования 18.04.2018.

7. Фэн С., Лер Й., Басу Маллик П., Ван Л. Улучшенное зондирование и выбор ресурсов радиосвязи для передач V2X. Патент RU 2718228. Дата заявки 09.08.2016. Дата опубликования 31.03.2020.
8. Программа для ЭВМ. № 2020664155. Оценка достаточности резервов РЧС для заявляемого (экспертируемого) типа РЭС на основе оценки загрузки РЧС методом зондирования существующей РЭО заявлением РЭС
9. Агиеевич А. С., Луценко С. А., Тихонов С. С. Моделирование сигналов спутниковых систем связи и ретрансляции данных с применением методов сплайн-алгебраического гармонического анализа // Телекоммуникации. – 2019. – №. 1. – С. 16-22.
10. Агиеевич С. Н., Андросов В. В., Калуцкий Р. П., Коновалов В. Е., Луценко С. А., Севидов В. В., Харченко В. Е. Способ определения ортогональных составляющих вектора скорости и способ определения координат космического аппарата с использованием земных станций. Патент RU 2750753 С1. Дата заявки 06.11.2020. Дата опубликования 02.07.2021.

REFERENCES

1. Federal Law «On Communications» dated 07.07.2003 No. 126-FZ.
2. Resolution of the Government of the Russian Federation of May 14, 2014 No. 434 «On Radio Frequency Service».
3. Order of the Ministry of Property Relations of the Russian Federation of March 14, 2001 No. 627-r «On the establishment of the Federal State Unitary Enterprise «Main Radio Frequency Center».
4. The Charter of the Federal State Unitary Enterprise «Main Radio Frequency Center». Approved by the order of the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Communications dated 16.08.2017. URL: <https://grfc.ru/upload/medialibrary/53a/ustav-fgup-grchts.pdf>, 20.02.2023.
5. Cosmonautics news : How many active satellites are in orbits around the Earth in total. URL: <https://novosti-kosmonavtiki.ru/news/82674/>, 20.02.2023.
6. Wang S., Zhang G., Wang L., Olesen R. L., Levi D. Advanced active scanning in wireless local area networks. Patent RU 2651244. Application date 07.03.2013. Publication date 18.04.2018.
7. Feng S., Lehr Y., Basu Mallik P., Wang L. Improved sensing and selection of radio communication resources for V2X transmissions. Patent RU 2718228. Application date 09.08.2016. Date of publication 31.03.2020.
8. Computer program. № 2020664155. Assessment of the sufficiency of the RF reserves for the claimed (examined) type of REM based on the assessment of the RF load by probing the existing REO by the claimed REM.
9. Agieевич А. С., Луценко С. А., Тихонов С. С. Modeling of signals of satellite communication systems and data retransmission using methods of spline-algebraic harmonic analysis // Telecommunications. – 2019. – No. 1. – pp. 16-22.
10. Agieевич С. Н., Андросов В. В., Калуцкий Р. П., Коновалов В. Е., Луценко С. А., Севидов В. В., Харченко В. Е. Method of determining orthogonal components of the velocity vector and method of determining the coordinates of the spacecraft using Earth stations. Patent RU 2750753 С1. Application date 06.11.2020. Date of publication 02.07.2021.

ОПТИМИЗАЦИЯ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Е. Н. Зуев

Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (ГУ «НИИ ВС РБ»), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В работе рассматривается подход к использованию векторных цифровых карт местности для планирования сети подвижной радиосвязи специального назначения, а также выполнена постановка задачи оптимизации зоны обслуживания сети подвижной радиосвязи специального назначения с учетом различных условий распространения радиосигнала.

Ключевые слова: частотно-территориальное планирование; сеть радиосвязи специального назначение; зона покрытия сети радиосвязи; подвижная сеть радиосвязи.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

E. N. Zuyeu

State institution “Research institute of the Armed Forces
of the Republic of Belarus” (SI “RI AF RB”), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The paper considers an approach to the use of vector digital terrain maps for planning a special-purpose mobile radio communication network, and also sets the task of optimizing the service area of a special-purpose mobile radio communication network, taking into account various radio signal propagation conditions.

Keywords: frequency-territorial planning; special purpose radio communication network; coverage area of the radio communication network; mobile radio network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Наличие цифровой информации о местности предоставляет широкие возможности для решения ряда военно-прикладных задач, в которых учёт различных свойств местности имеет решающее значение. К таким задачам можно отнести: моделирование боя и боевых действий, поиск оптимальных маршрутов движения при совершении марша, поддержку принятия решений по рациональному распределению ресурсов различного вида, поиск участков местности с заданными требованиями и т.п. [1]. Каждой задаче соответствует свой алгоритм математической обработки цифровой картографической информации. Цифровая карта местности (ЦКМ) может применяться для автоматизированного решения задачи оптимизации зоны обслуживания сети подвижной радиосвязи специального назначения (СПРС СН). Это позволит заблаговременно спланировать оптимальные места размещения базовых станций (БС) для обслуживания подвижных абонентов, повысит оперативность и обоснованность принимаемых решений. В связи с этим оптимизация зоны обслуживания СПРС СН, реализованная в виде расчётной задачи с использованием технологий геоинформационных систем улучшит качество прогноза, от которого, в свою очередь, зависит качество предоставляемой связи.

2. ЗАДАЧА ОПТИМИЗАЦИИ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Постановка задачи. Имеется район выполнения задач с заданными координатами. Исходными данными для задачи являются:

координаты границ района, в пределах которого необходимо обеспечить связь; количество и тактико-технические характеристики БС, предназначенных для размещения;

тактико-технические характеристики абонентских станций (АС).

Перейдём к матричной модели местности, которая образуется при наложении на исследуемую территорию сетки с определенным шагом. В простейшем случае такая сетка делит район выполнения задачи на ячейки с равной площадью. В результате наложения на исследуемую территорию сетки с заданным шагом и считывания семантики объектов каждого слоя в пределах каждой ячейки получаем набор матриц, каждая из которых характеризует определенный информационный слой ЦКМ: городская застройка, растительность, гидрография, дорожная сеть и т. д. В составе каждого слоя имеются объекты, семантика которых необходимо учитывать при расчётах (высота зданий, растительного слоя, господствующие высоты, размеры препятствий, диэлектрическая проницаемость почвы и др.). То есть, на основе семантических данных векторных слоев ЦКМ производится формирование матриц, каждый элемент которых определяет качественную характеристику ячейки сетки. Упрощенное представление производимых операций для решения задачи представлено на рисунке 1.

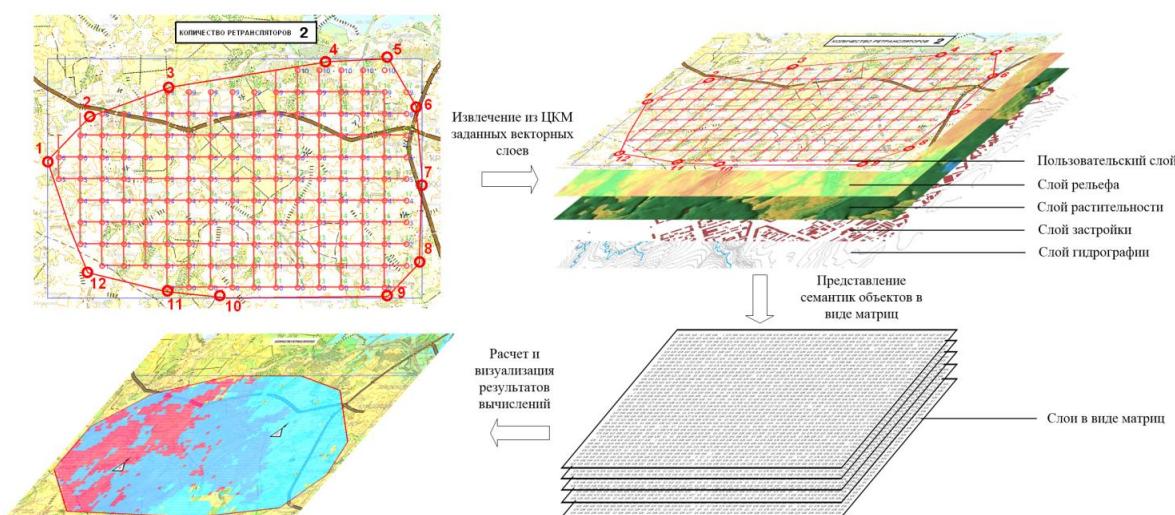


Рис. 1. Представление местности в виде матричной модели

Постановка задачи оптимизации зоны обслуживания СПРС СН формулируется следующим образом: местность представлена в виде матричной модели. Каждая ячейка сетки представляет собой фрагмент территории заданного размера, на котором характеристики радиосигнала считаются постоянными. Необходимо разместить имеющиеся БС таким образом, чтобы ограниченная размерами района площадь зоны обслуживания сети стала максимальной. Площадь зоны обслуживания в данном случае представляет собой совокупность территорий, обслуживаемых всеми БС сети и опосредованно может быть выражена через количество ячеек сетки, в которых уровень радиосигнала, создаваемый какой-либо БС на входе приемника абонентской станции, превышает уровень чувствительности АС для 50% времени ($E_{\text{треб АС}}$).

Формализация задачи.

Введем обозначения:

N – количество имеющихся в наличии БС;

I – количество точек, образующих границы района, в пределах которого необходимо обеспечить устойчивую радиосвязь (далее - района);

Lat_i, Lon_i – широта и долгота i -й ($i = \overline{1, I}$) точки границы района;

K – количество ячеек сетки;

$A_N^K = \frac{N!}{(N-K)!}$ – количество вариантов перестановок (топологий) имеющихся N БС в K ячейках сетки;

E_{akn} – напряженность электромагнитного поля (ЭМП) от n -й БС в k -й ($k = \overline{1, K}$) ячейке, при a -м ($a = \overline{1, A_N^K}$) варианте размещения имеющихся БС;

$E_{ak} = \max\{E_{akn}\}, n = \overline{1, N}$ – максимальная напряженность ЭМП в k -й ($k = \overline{1, K}$) ячейке, при a -м ($a = \overline{1, A_N^K}$) варианте размещения имеющихся БС;

X_{ak} – параметр, характеризующий наличие допустимого уровня сигнала в ячейке сетки, который равен:

$$X_{ak} = \begin{cases} 1, & \text{если } E_{ak} > E_{\text{треб. АС}}; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (1)$$

Значение E_{ak} в данном случае вычисляется по известным методикам в соответствии с рекомендациями Международного Союза электросвязи (МСЭ) [2-3]. На основе каждого векторного слоя электронной карты местности рассчитывается дополнительное ослабление, вносимое в показатель суммарных потерь элементами этого слоя (городская застройка, растительный покров, ЛЭП, погонное ослабление различными материалами и др.), при этом на точность расчёта влияет наличие и полнота семантических данных, которыми описывается каждый объект слоя. Данный подход позволяет в полной мере учесть информацию о местности при расчёте суммарной зоны покрытия сетью ретрансляторов.

Каждая n -я ($n = \overline{1, N}$) БС при a -м варианте размещения ($a = \overline{1, A_N^K}$) образует зону радиопокрытия Q_{an} . Совокупность зон радиопокрытия всех БС образует зону обслуживания радиосети. Таким образом, необходимо найти такой вариант размещения, при котором суммарное количество ячеек с $X_{ak} \neq 0$ будет максимально.

Критерием выбора лучшего варианта размещения служит максимальное количество ячеек сети, определяющее площадь зоны обслуживания:

$$F_1 = \max\left\{\sum_{k=1}^K X_{ak}\right\}, a = \overline{1, A_N^K}. \quad (2)$$

Расчёты показали, что в случае, если шаг сетки составляет 500 м и более, может иметься несколько вариантов \tilde{a} из множества $A = \{1, \dots, A_N^K\}$, соответствующих выбранному критерию. Для этого случая предлагается использовать дополнительный ранжирующий критерий, представляющий собой суммарное значение напряженности ЭМП в точках, обеспеченных связью:

$$F_2 = \max\left\{\sum_{k=1}^K E_{\tilde{a}k} X_{\tilde{a}k}\right\}, \tilde{a} \in A. \quad (3)$$

Ранжирующий критерий F_2 не следует применять в первую очередь до расчёта F_1 , так как возможна ситуация, при которой суммарное значение напряженности ЭМП имеет максимальное значение в вариантах размещения БС, при которых площадь зоны обслуживания не максимальна. В задаче оптимизации зоны обслуживания СПРС СН посредством наложения на исходный район сетки с заданным шагом рассчитывается

массив всех возможных вариантов перестановок БС в ячейках сетки A_N^K , и для каждой зоны обслуживания радиосети при a -м ($a=1, A_N^K$) варианте размещения БС рассчитывается показатель эффективности F_1 . При наличии нескольких оптимальных вариантов размещения \tilde{a} производится выбор варианта с наибольшим суммарным значением напряженности ЭМП по критерию F_2 . Блок-схема алгоритма оптимизации зоны обслуживания СПРС СН приведена на рисунке 2.

Увеличение размерности исходных данных (увеличение числа БС, увеличение площади района расчёта, уменьшение размера элементарной ячейки матрицы) неизбежно влечет за собой рост количества итераций в циклах алгоритма. Как следствие, возрастает время выполнения расчётов, поиск решения для районов с большой площадью или большим количеством БС затруднен. Таким образом, решение задач с большой размерностью исходных данных методом полного перебора представляется возможным только при отсутствии временных и вычислительных ограничений. Варианты решения рассмотренной задачи могут быть найдены с помощью эвристических методов, которые могут гарантировать получение субоптимального (близкого к оптимальному) решения за приемлемое время [4] с меньшим количеством вычислений.

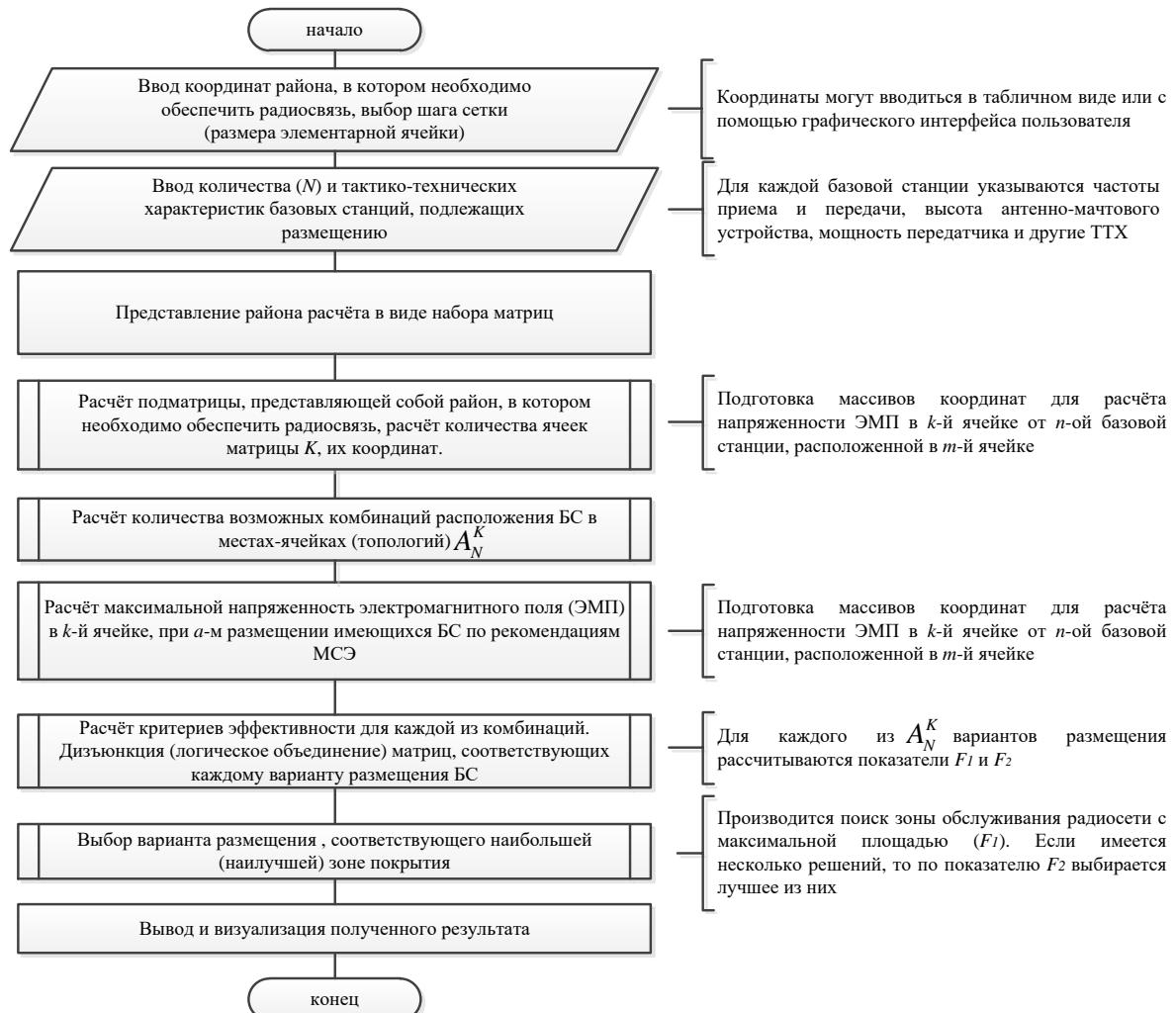


Рис. 2. Блок-схема алгоритма оптимизации зоны обслуживания СПРС СН

Следует отметить, что предложенный метод полного перебора позволяет найти оптимальное решение и может применяться для решения задач небольшой размерности (количество БС - до 5 ед., район выполнения задач - до 50 кв.км., площадь

элементарной ячейки сетки – не менее 4000 м^2). Произвольный результат решения задачи по расчёту оптимальных мест размещения ретрансляторов СПРС СН для одного из вариантов задачи приведен на рисунке 3.

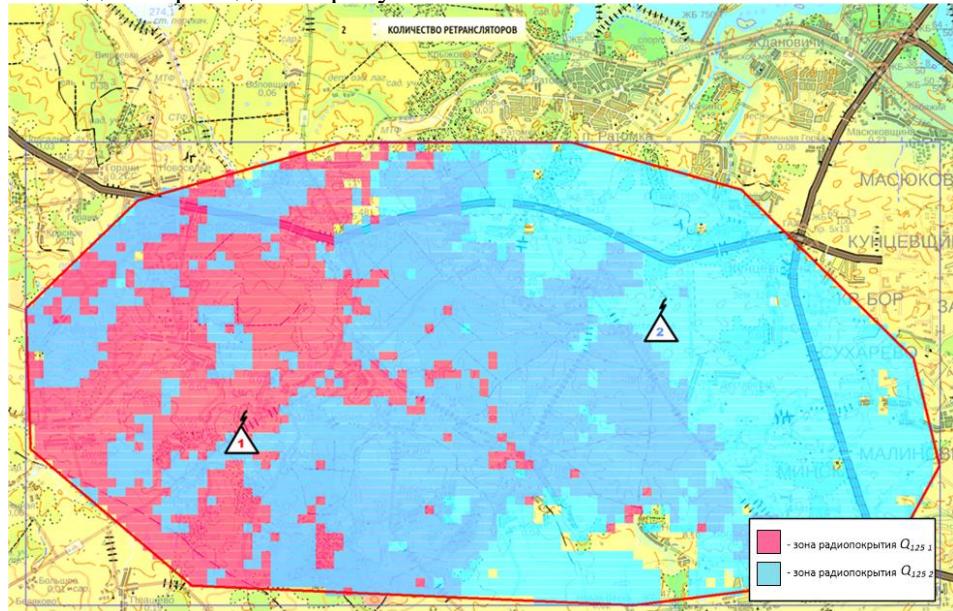


Рис. 3. Визуализация результатов решения задачи по расчёту оптимальных мест размещения ретрансляторов СПРС СН

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный подход позволяет решить задачу оптимизации зоны обслуживания СПРС СН с учетом различных условий распространения радиосигнала, в которой в качестве критерии эффективности впервые учитывается площадь зоны обслуживания сети и напряженность ЭМП в точках приема. Известные методики [5-7] позволяют решить задачу оптимизации размещения БС только при наличии определенного количества мест-кандидатов на размещение. Предложенный подход позволяет исключить необходимость предварительного выбора мест-кандидатов на размещение, а в качестве исходных данных указывать только лишь координаты района, в котором необходимо обеспечить надёжную и устойчивую связь и тактико-технические характеристики радиосредств.

Практическая ценность предложенного подхода заключается в том, что он, в отличие от известных [5-7], позволяет полностью автоматизировать самый затратный по времени этап частотно-территориального планирования сети подвижной радиосвязи – выбор мест установки БС, и получить при этом оптимальный вариант размещения. Кроме того, использование цифровых векторных карт местности позволяет использовать в расчёте ослабления радиосигнала детерминированные методы прогнозирования распространения радиосигнала, разработанные МСЭ. Таким образом, реализация данного подхода в виде расчётной задачи с использованием современных геоинформационных систем позволит повысить обоснованность принимаемых решений при частотно-территориальном планировании СПРС СН.

ЛИТЕРАТУРА

1. Утекалко, В.К. Геоинформационные системы военного назначения / Учебн. пособие / В.К. Утекалко, В.В. Бирзгал, Н.А. Вечер // Военная академия Республики Беларусь. Минск, 2010. – С. 197.

2. ITU-R Recommendation P. 1546–5. Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz. [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/ITU-R1812_4 – Дата доступа: 10.09.2020.
3. ITU-R Recommendation P.1812–4. A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands. [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/ITU-R1546_5 – Дата доступа: 10.09.2020.
4. Arostegui, M.A., Jr. An empirical comparison of tabu search, simulated annealing, and genetic algorithms for facilities location problems / M.A., Jr. Arostegui, S.N. Kadipasaoglu, B.M. Khumawala / International Journal of Production Economics. - 2006. - № 103. – Р. 742-754.
5. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, И.В. Шахнович, С.Л. Портной. – Техносфера, 2005. – 456 с.
6. Ермоляев С.Ю. Разработка алгоритмов размещения базовых станций на основе методов оптимизации для сетей беспроводного доступа. – Самара, 2010. – 164 с.
7. Гладкова, Е.О. Частотно-территориальное планирование сетей подвижной профессиональной радиосвязи стандарта DMR / Е.О.Гладкова, А.А.Гриценко, В.А.Жиров, Ю.А.Молотков // Вестник ЗАО ИКЦ «Северная корона». СПб, 2013 – С. 25.

REFERENCES

1. Utekalko, V.K. Geoinformation systems for military purposes / Uchebn. allowance / V.K. Utekalko, V.V. Birzgal, N.A. Evening // Military Academy of the Republic of Belarus. Minsk, 2010. - S. 197.
2. ITU-R Recommendation R. 1546-5. Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz. [Electronic resource] - Access mode: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/ITU-R1812_4 - Access date: 09/10/2020.
3. ITU-R Recommendation P.1812-4. A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands. [Electronic resource] - Access mode: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/ITU-R1546_5 - Access date: 09/10/2020.
4. Arostegui, M.A., Jr. An empirical comparison of tabu search, simulated annealing, and genetic algorithms for facilities location problems / M.A., Jr. Arostegui, S.N. Kadipasaoglu, B.M. Khumawala / International Journal of Production Economics. - 2006. - No. 103. - P. 742-754.
5. Vishnevsky, V.M. Broadband wireless networks for information transmission / V.M. Vishnevsky, A.I. Lyakhov, I.V. Shakhnovich, S.L. Tailor. - Technosphere, 2005. - 456 p.
6. Ermolaev S.Yu. Development of base station placement algorithms based on optimization methods for wireless access networks. - Samara, 2010. - 164 p.
7. Gladkova, E.O. Gladkova E.O., Gritsenko A.A., Zhirov V.A., Molotkov Yu.A. Frequency-territorial planning of networks of mobile professional radio communication of the DMR standard. St. Petersburg, 2013 - S. 25.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В ПОЛЕ ГАЛУА В КАНАЛАХ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ

М. В. Хорошайлова¹

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

Аннотация. В этой статье предлагается оптимизация передачи данных путем вычисления апостериорных вероятностей принятых значений для недвоичного LDPC декодирования в канале с аддитивным белым шумом класса А (AWAN). Чтобы проверить производительность предложенной инициализации, проводятся экспериментальные исследования с точки зрения сходимости, достоверности и надежности передачи данных. Предварительные результаты показывают, что алгоритм декодирования с оптимизированной инициализацией для недвоичных LDPC кодов работает лучше, чем конкурирующие методы и алгоритм двоичных кодов LDPC на канале AWAN.

Ключевые слова: передача данных, LDPC декодирование, канал с импульсным шумом, поле Галуа

OPTIMIZATION OF DATA TRANSMISSION FOR LDPC DECODING IN THE GALOIS FIELD IN CHANNELS WITH PULSE NOISE

M. V. Khoroshailova¹

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

Abstract. In this article, data optimization is proposed by calculating the a posteriori probabilities of the accepted values for non-binary LDPC decoding in a channel with additive white noise of class A (AWAN). To test the performance of the proposed initialization, experimental studies are conducted in terms of convergence, reliability and reliability of data transmission. Preliminary results show that the decoding algorithm with optimized initialization for non-binary LDPC codes works better than competing methods and the LDPC binary code algorithm on the AWAN channel.

Keywords: data transmission, LDPC decoding, pulse noise channel, Galois field

1. ВВЕДЕНИЕ

Современная навигационная спутниковая связь отличается высокой скоростью передачи данных. Чтобы избежать битовых ошибок при передаче данных, коды с низкой плотностью контроля четности (LDPC) признаны эффективными для применения в навигационной связи. Обычно LDPC декодирование применяется для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (AWGN) и сильно ухудшается при столкновении с импульсным шумом. Однако навигационная связь часто страдает от импульсивных помех из-за возникновения высокоамплитудных «всплесков». Работая в жестких условиях, например, в подводной среде в окружении акустических шумов или в энергетике, декодер недвоичных кодов LDPC неизбежно подвергается импульсным помехам, что вызывает низкую достоверность передаваемой информации и даже приводит к сбою связи. Поэтому в настоящее время оценка и анализ кодов LDPC в GF(q) для навигационной спутниковой связи, особенно в суровых условиях, привлекают внимание разработчиков.

2. ИНИЦИАЛИЗАЦИЯ ДАННЫХ В ПРОЦЕССЕ ДЕКОДИРОВАНИЯ

Недвоичные коды LDPC можно рассматривать как разновидность линейных блочных кодов, которые являются расширением двоичных кодов LDPC над $GF(q)$. Разница между недвоичными LDPC кодами и двоичными LDPC кодами заключается в том, что каждый ненулевой элемент разреженной матрицы проверки на четность должен быть получен из $GF(q)$. По сравнению с двоичными кодами LDPC, недвоичные коды LDPC лучше работают при передаче данных благодаря преимуществам в отношении устойчивости к пакетным ошибкам и высокой скорости передачи.

Значительный объем исследований был сосредоточен на разработке, кодировании, декодировании и анализе производительности недвоичных кодов LDPC. Алгоритм итеративного декодирования, основанный на BP, является важным алгоритмом декодирования мягких решений. Согласно этому алгоритму сообщения доставляются между узлами переменных и узлами проверки во время итераций после инициализации. Далее полученные коды обновляются до тех пор, пока не будут выполнены уравнения проверки на четность или не будет достигнут верхний предел числа итераций.

Поскольку вероятность перехода канала используется только в процессе инициализации, сосредоточимся на оптимизации инициализации LDPC декодирования в канале AWAN.

Начальные сообщения, отправленные из переменного узла v_j в контрольный узел c_i , представляют собой вероятности j -го кодового слова u_j , равные $\{a_1, a_2, \dots, a_q\}$ соответственно, при заданной полученной последовательности y . И это может быть выражено как

$$P_j^a = P(u_j = a_k | y), \text{ где } 1 \leq k \leq q \text{ и } a_k \text{ обозначает элемент } GF(q). \text{ Расширяем } a_k$$

до двоичной последовательности $\{a_{k1}, a_{k2}, \dots, a_{kp}\}$, и тогда уравнение перепишем в виде

$$\begin{aligned} P_j^a &= P(u_{j,1} = a_{k1}, \dots, u_{j,p} = a_{kp} | y_{j,1}, \dots, y_{j,p}) = \\ &= P(u_{j,1} = a_{k1} | y_{j,1}) \cdot P(u_{j,2} = a_{k2} | y_{j,2}) \cdots P(u_{j,p} = a_{kp} | y_{j,p}) \end{aligned}$$

Существует отображение между расширенным кодовым словом u и передаваемой последовательностью x из-за модуляции BPSK. Таким образом, $P(u_{j,1} = a_{k1} | y_{j,1})$ равно $P(x_{j,1} = 1 - 2a_{k1} | y_{j,1})$.

3. ОПТИМИЗИРОВАННАЯ ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В КАНАЛЕ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ

Во время инициализации обычного процесса декодирования получаем апостериорную вероятность принятых битов из вероятности перехода канала AWGN, которое страдает от ухудшения частоты ошибок по битам (BER) в условиях импульсного шума. Следовательно, для декодирования LDPC в $GF(q)$ в канале AWAN, поскольку параметры канала используются только при инициализации декодирования, необходимо улучшить инициализацию процесса итеративного декодирования без

изменения режима передачи информации между переменными и проверочными узлами. В этом случае оптимизированная инициализация может быть применена к различным традиционным алгоритмам LDPC декодирования через $GF(q)$, такие как самый быстрый алгоритм распространения доверия вычисления преобразования Фурье, (от англ. Fast Fourier Transform belief propagation FFT BP и расширенный алгоритм min-sum (EMS). Алгоритм декодирования BP с оптимизированной инициализацией для LDPC кодов по $GF(q)$ на канале AWAN можно проиллюстрировать блок-схемой на рис. 1.



Рис. 1. Блок-схема декодирования BP для кодов LDPC по $GF(q)$ на канале AWAN

На рис. 2 представлены характеристики LLR при разных амплитудах принимаемого сигнала на каналах AWGN и AWAN. Из рис. 2 можно сделать вывод, что LLR пропорционален амплитуде принятого сигнала для канала AWGN, в то время как для канала AWAN он имеет нелинейную связь с амплитудой принятого сигнала. В частности, для канала AWAN LLR пропорционален амплитуде принятого сигнала и аналогичен LLR канала AWGN, когда амплитуда сигнала меньше 1. С другой стороны, по мере увеличения амплитуды принятого сигнала соответствующий LLR ухудшается из-за того, что принимаемый сигнал с высокой вероятностью может содержать импульсный шум.

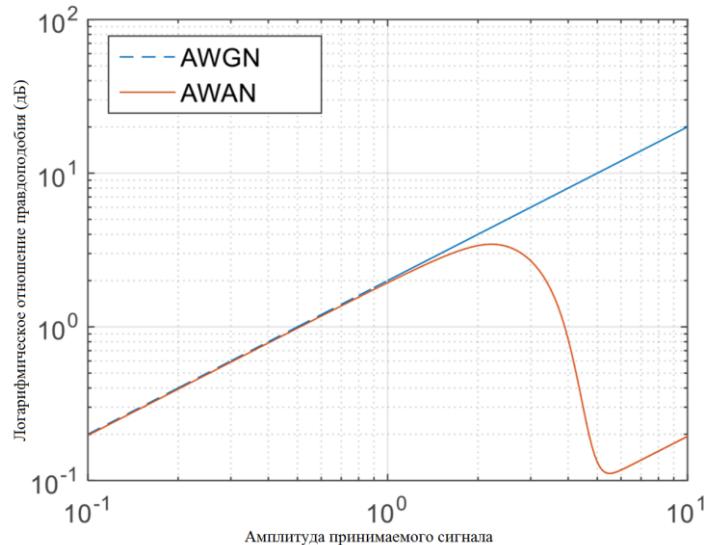


Рис. 2. LLR для каналов AWGN и AWAN

Для эксперимента использовались нерегулярные квазициклические (QC) коды LDPC (88, 44) и (200, 100) по GF(64) со скоростью передачи 1/2 и двоичный нерегулярный код QC-LDPC (528, 264) со скоростью передачи 1 /2, декодер был настроен на выполнение не более 50 итераций. Различные методы декодирования оцениваются и сравниваются в отношении сходимости, достоверности и надежности. Экспериментальные результаты указывают на превосходство предложенной оптимизированной инициализации.

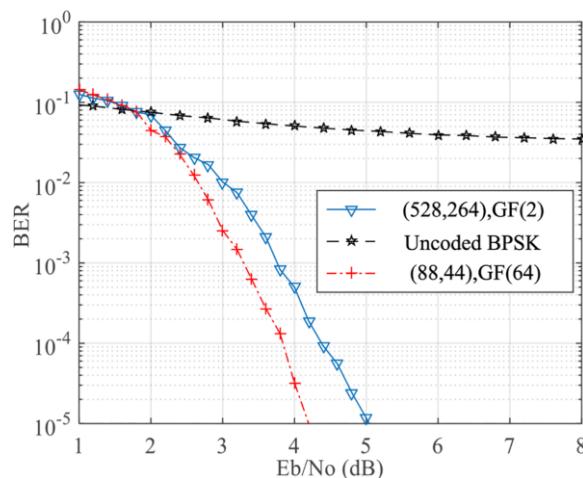


Рис. 3. Сравнение производительности кодов LDPC по GF(2) и GF(64) на канале AWAN

На рис. 3 показано, что производительность BER двоичных кодов LDPC в канале AWAN ухудшается примерно на 1,7 дБ по сравнению с кодами LDPC по GF(64), что показывает, что коды LDPC по GF(64) превосходят двоичные коды LDPC по каналу AWAN.

На рис. 4 показано сравнение производительности предлагаемого подхода с кодами QC LDPC (88, 44) и (200, 100) по GF(64) на канале AWAN с $A = 0,1$ и $\Gamma = 0,1$.

Можно заметить, что как для длинных, так и для коротких кодов алгоритм декодирования с оптимизированной инициализацией может выполняться точно, а коды QC LDPC (200, 100) имеют выигрыш кодирования на 1 дБ по сравнению с кодами QC LDPC (88, 44) при $\text{BER} = 10^{-5}$. Можно сделать вывод, что предложенная инициализация демонстрирует превосходную надежность.

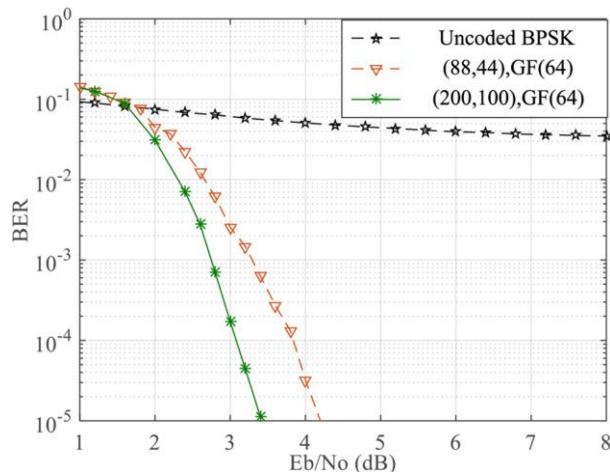


Рис. 4. Сравнение производительности кодов QC LDPC на канале AWAN
с $A = 0,1$ и $\Gamma = 0,1$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Было проведено LDPC декодирование в $\text{GF}(q)$ в условиях импульсного шума для современной навигационной спутниковой связи. Предложена оптимизированная инициализация для LDPC декодирования в $\text{GF}(q)$ в канале AWAN, которую можно использовать в алгоритме итеративного декодирования на основе ВР. Результаты моделирования показывают, что алгоритм декодирования с оптимизированной инициализацией обеспечивает усиление кодирования 12,2 дБ при $\text{BER} = 10^{-5}$ по сравнению с обычными методами на выделенном канале AWAN. Более того, LDPC кодирует $\text{GF}(q)$ получает усиление кодирования 1,7 дБ по сравнению с двоичными кодами LDPC при $\text{BER} = 10^{-5}$ на канале AWAN. Надежность и влияние параметров канала подтверждаются при рассмотрении кодов LDPC с различной длиной и канала с параметрами AWAN.

ЛИТЕРАТУРА

- Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высокоуровневого синтеза / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 2. – С. 99-105.
- Wijekoon V, Viterbo E, Hong Y, Micheloni R, Marelli A. A Novel Graph Expansion and a Decoding Algorithm for NB-LDPC Codes. IEEE Transactions on Communications. 2019.
- Pathak Y, Shukla PK, Tiwari A, Stalin S, Singh S, Shukla PK. Deep Transfer Learning based Classification Model for COVID-19 Disease. IRBM. 2020.
- Башкиров А.В. Алгоритмы низкой сложности декодирования и архитектура для недвоичных низкоплотностных кодов / А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова // Радиотехника. 2016. № 6. С. 10-14.

REFERENCES

1. Khoroshaylova M.V. FPGA-based channel coding architecture for a 5G wireless network using high-level synthesis / M.V. Horoshailova // Vestnik of Voronezh State Technical University. – 2018. – T. 14. № 2. – C. 99-105.
2. Wijekoon V, Viterbo E, Hong Y, Micheloni R, Marelli A. A Novel Graph Expansion and a Decoding Algorithm for NB-LDPC Codes. IEEE Transactions on Communications. 2019.
3. Pathak Y, Shukla PK, Tiwari A, Stalin S, Singh S, Shukla PK. Deep Transfer Learning based Classification Model for COVID-19 Disease. IRBM. 2020.
4. Bashkirov A.V. Low-complexity decoding algorithms and architecture for non-binary low-density codes / A.V. Bashkirov, M.V. Khoroshaylova // Radio engineering. 2016. № 6. C. 10-14.

ОЦЕНКА ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СИСТЕМАХ OFDM

В.Г. Карташевский¹, Е.С. Семенов², У. А.-К. Д. Гаиб²

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, Россия

²Волгоградский государственный университет, Волгоград, Россия

Аннотация. Исследуется система ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) с линейным предварительным кодированием, которое позволяет за счёт корреляционных свойств кода реализовать «полуслепое» оценивание параметров используемого канала связи. Показано, что матрица автокорреляции принятых символов после обратного преобразования Фурье равна прямому произведению вектора отсчётов канального сигнала, поэлементно умноженному на произведение некоторой эрмитовой матрицы на матрицу предварительного кодирования. Применение разложения по сингулярным значениям (SVD) результирующей матрицы дает оценку вектора отсчетов коэффициента передачи канала с точностью до скалярной неоднозначности, которая устраняется после приема пилот-сигнала. Компьютерное моделирование подтвердило возможность использования «полуслепого» оценивания свойств частотно-селективных каналов в системах связи с OFDM.

Ключевые слова: ортогональное частотное мультиплексирование, «слепая» оценка, SVD, частотно-селективные каналы.

EVALUATION OF FREQUENCY-SELECTIVE COMMUNICATION CHANNELS IN OFDM SYSTEMS

V.G. Kartashevskiy¹, E.S. Semenov², O. A.-Q. J. Gaib²

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

²Volgograd State University, Volgograd, Russia

Abstract. The system of orthogonal frequency multiplexing (OFDM) with linear pre-coding is investigated, which allows, due to the correlation properties of the code, to implement a "semi-blind" estimation of the parameters of the communication channel used. It is shown that the autocorrelation matrix of the received symbols after the inverse Fourier transform is equal to the direct product of the sampling vector of the channel signal, element by element multiplied by the product of some Hermitian matrix by the pre-coding matrix. The use of singular value decomposition (SVD) of the resulting matrix gives an estimate of the vector of channel transmission coefficient samples up to scalar ambiguity, which is eliminated after receiving the pilot signal. Computer modeling has confirmed the possibility of using "semi-blind" estimation of the properties of frequency-selective channels in communication systems with OFDM.

Keywords: orthogonal frequency multiplexing, "blind" estimation, SVD, frequency-selective channels.

1. ВВЕДЕНИЕ

OFDM системы получили широкое применение, так как в них реализованы спектрально эффективные методы широкополосной беспроводной связи при высоких скоростях передачи данных по частотно-селективным каналам с замираниями.

В OFDM системах потоки данных передаются через несколько поддиапазонов общего спектра, причем каждый поддиапазон является достаточно узким, чтобы замирание носили общий (или «дружный») характер. При сохранении ортогональности между поднесущими возможны перекрытия поддиапазонов по частоте.

Благодаря вставке циклического префикса (ЦП) в канальную структуру OFDM сигнала, рассматривается инвариантное по отношению к многолучевому распространению сигнала построение системы. При этом длительность ЦП должна быть не меньше временного интервала рассеяния энергии сигнала, что позволяет при обработке игнорировать неизбежно возникающую межсимвольную интерференцию (МСИ) сигналов от передаваемых символов из потока данных [1, 4].

OFDM системы, благодаря использованию дискретного преобразования Фурье, приобрели свою популярность из-за простоты устранения эффекта межсимвольной интерференции в канале с рассеянием за счет расширения на величину ЦП интервала обработки каждого OFDM символа, так как на полученном расширенном интервале восстанавливается ортогональность поднесущих колебаний и демодуляция сводится к корреляционной обработке при условии, что параметры канала на интервале обработки OFDM символа известны в месте приема.

Следует отметить, что введение ЦП может существенно (до 20%) понизить пропускную способность системы [1], а при отсутствии пилот-сигналов в структуре канального сигнала знание опорного сигнала при решении задачи демодуляции можно обеспечить методами «слепой» идентификации (оценивания), что требует изрядных вычислительных затрат [7], а получаемые оценки параметров канала могут иметь недостаточную точность для формирования опорного сигнала при малом отношении сигнал/шум в месте приема.

Таким образом, формирование оценок параметров канала в месте приема становится критическим компонентом для большинства систем OFDM.

Методы оценивания параметров канала можно условно разделить на «слепые» и не «слепые», (на основе использования пилот-сигналов), при которых в месте приема периодически необходимо решать обратную задачу, когда по известному содержанию передаваемых символов и наблюдаемому сигналу необходимо находить оценки, (например), отсчетов импульсной характеристики канала связи с рассеянием [4]. Естественно, что при быстрых замираниях в канале связи требуется частая передача пилот-сигналов, что, также, как и наличие ЦП, снижает пропускную способность системы.

Среди «слепых» и не «слепых» методов оценивания параметров канала связи можно выделить промежуточные методы оценивания, так называемые «полуслепые» методы, которые основаны на использовании методов предварительного кодирования и на рассмотрении взаимно корреляционных свойств отсчетов параметров канала связи и шума, и связанные с разложением рассматриваемых матриц по сингулярным значениям векторов [8, 11].

2. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ

На рисунке 1 показана система OFDM с линейным прекодером. Сначала поток данных разделяется на несколько блоков OFDM и $d_{i,m}, m = 0, 1, \dots, N - 1$ – это информационные символы i -го блока, а N – количество поднесущих в символе OFDM.

Предварительно закодированные символы описываются как:

$$s_i = A_1 d_i \quad (1)$$

$$\check{s}_i = \mathbf{A}_2 d_i \quad (2)$$

где $\mathbf{d}_i = [d_{i,0}, \dots, d_{i,N-1}]^T$ – блок данных, а $\mathbf{s}_i = [s_{i,0}, \dots, s_{i,N-1}]^T$, $\check{s}_i = [\check{s}_{i,0}, \dots, \check{s}_{i,N-1}]^T$ – это предварительно закодированный блок данных с помощью прецодеров соответственно $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2$. Две матрицы предварительного кодирования имеют размер $N \times N$, который не вносит избыточности в систему.

Предполагается, что отклик дискретного канала имеет память, ограниченную L отсчетами и представлен вектором $\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_L]^T$ размером $(L + 1) \times 1$. Циклический префикс (ЦП) добавляется в начале каждого переданного блока и отбрасывается в каждом принятом блоке. До тех пор, пока длина ЦП больше или равна L , сигнал в приемнике для i -го блока может быть представлен в виде:

$$\mathbf{y}_i = \bar{\mathbf{H}} \mathbf{s}_i + \mathbf{v}_i = \bar{\mathbf{H}} \mathbf{A}_1 \mathbf{d}_i + \mathbf{v}_i \quad (3)$$

$$\check{\mathbf{y}}_i = \bar{\mathbf{H}} \check{\mathbf{s}}_i + \check{\mathbf{v}}_i = \bar{\mathbf{H}} \mathbf{A}_2 \mathbf{d}_i + \check{\mathbf{v}}_i \quad (4)$$

где $\bar{\mathbf{H}}$ – передаточная функция канала (в частотной области) и может быть выражена как $\bar{\mathbf{H}} = \text{diag}(\tilde{h}_0, \dots, \tilde{h}_{N-1})$ и $\{\tilde{h}_k, k = 0, \dots, N - 1\}$ – коэффициенты дискретного преобразования Фурье (ДПФ) канала. Вектора $\mathbf{v}_i = [v_{i,0}, \dots, v_{i,N-1}]^T$, $\check{\mathbf{v}}_i = [\check{v}_{i,0}, \dots, \check{v}_{i,N-1}]^T$ характеризуют отсчеты аддитивного шума. Предполагается, что шум является комплексным, гауссовским, с нулевым средним и дисперсией σ^2 .

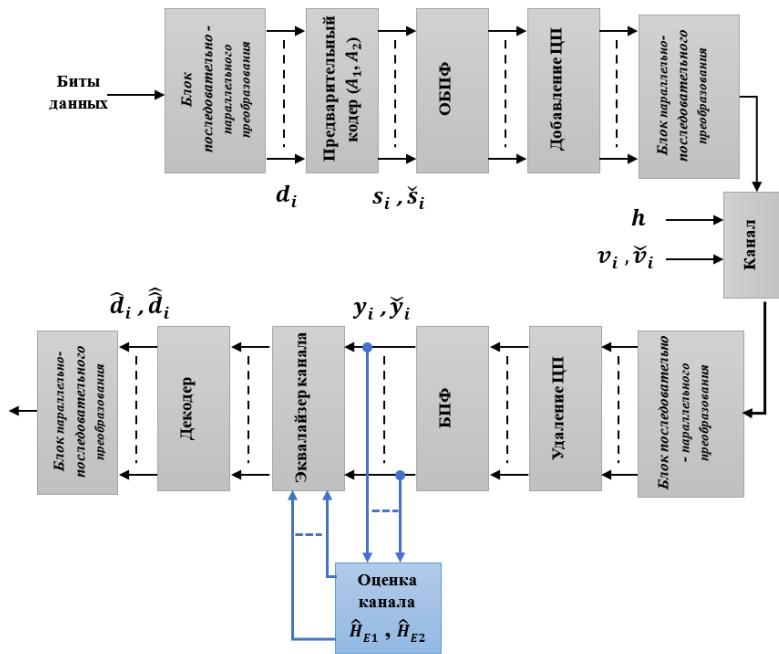


Рис. 1. Структурная схема «полуслепой» оценки OFDM.

3. ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА

Оценивание параметров канала заключается в получение передаточной функции канала в частотной области, которое основано на расчете коэффициента корреляции векторов отсчетов наблюдаемого колебания. С учетом предварительного кодирования коэффициент корреляции может быть записан в виде

$$\begin{aligned}
R &= E[y_i y_i^H] = E[(\bar{H} \mathbf{A}_1 \mathbf{d}_i + v_i)(\mathbf{d}_i^H \mathbf{A}_1^H \bar{H}^H + v_i^H)] \\
R &= E[\bar{H} \mathbf{A}_1 \mathbf{d}_i \mathbf{d}_i^H \mathbf{A}_1^H \bar{H}^H + v_i \mathbf{d}_i^H \mathbf{A}_1^H \bar{H}^H + \bar{H} \mathbf{A}_1 \mathbf{d}_i v_i^H + v_i v_i^H] \quad (5) \\
R &= \bar{H} \mathbf{A}_1 E[\mathbf{d}_i \mathbf{d}_i^H] \mathbf{A}_1^H \bar{H}^H + E[v_i v_i^H]
\end{aligned}$$

Предположим, что матрицы корреляции данных и шума соответственно равны:

$$E[\mathbf{d}_i \mathbf{d}_i^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I} = \mathbf{I}, \quad E[v_i v_i^H] = \sigma_v^2 \mathbf{I}, \quad E[\tilde{v}_i \tilde{v}_i^H] = \sigma_{\tilde{v}}^2 \mathbf{I}$$

Теперь матрица автокорреляции принятых символов может быть записана как:

$$\mathbf{R} = \bar{H} \mathbf{P}_1 \bar{H}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I} \quad (6)$$

$$\check{\mathbf{R}} = \bar{H} \mathbf{P}_2 \bar{H}^H + \sigma_{\tilde{v}}^2 \mathbf{I} \quad (7)$$

Первые слагаемые матриц (6) и (7) могут быть представлены в следующем виде

$$\bar{H} \mathbf{P}_1 \bar{H}^H = \begin{bmatrix} a_{11} |\tilde{h}_0|^2 & a_{12} \tilde{h}_0 \tilde{h}_1^* & \cdots & a_{1N} \tilde{h}_0 \tilde{h}_{N-1}^* \\ a_{21} \tilde{h}_1 \tilde{h}_0^* & a_{22} |\tilde{h}_1|^2 & \cdots & a_{2N} \tilde{h}_1 \tilde{h}_{N-1}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1} \tilde{h}_{N-1} \tilde{h}_0^* & a_{N2} \tilde{h}_{N-1} \tilde{h}_1^* & \cdots & a_{NN} |\tilde{h}_{N-1}|^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

где $a_{ij}, i, j = 0, \dots, N-1$ являются элементами матрицы $\mathbf{P}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^H$.

Составляющие матрицы (8) можно получить следующим образом. Если

$\mathbf{H} = [\tilde{h}_0, \dots, \tilde{h}_{N-1}]^T$ — вектор коэффициентов ДПФ канала, то матрицу автокорреляции вектора \mathbf{h} можно рассматривать как:

$$\begin{aligned}
\mathbf{H} \mathbf{H}^H &= \begin{bmatrix} \tilde{h}_0 \\ \tilde{h}_1 \\ \vdots \\ \tilde{h}_{N-1} \end{bmatrix} [\tilde{h}_0^* \quad \tilde{h}_1 \quad \cdots \quad \tilde{h}_{N-1}^*] \\
\mathbf{H} \mathbf{H}^H &= \begin{bmatrix} |\tilde{h}_0|^2 & \tilde{h}_0 \tilde{h}_1^* & \cdots & \tilde{h}_0 \tilde{h}_{N-1}^* \\ \tilde{h}_1 \tilde{h}_0^* & |\tilde{h}_1|^2 & \cdots & \tilde{h}_1 \tilde{h}_{N-1}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{N-1} \tilde{h}_0^* & \tilde{h}_{N-1} \tilde{h}_1^* & \cdots & |\tilde{h}_{N-1}|^2 \end{bmatrix} \quad (9)
\end{aligned}$$

Используя произведение Адамара [27] между матрицей [5] и матрицей \mathbf{P}_1 , получаем:

$$\mathbf{P}_1 \odot \mathbf{H} \mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} a_{11} |\tilde{h}_0|^2 & a_{12} \tilde{h}_0 \tilde{h}_1^* & \dots & a_{1N} \tilde{h}_0 \tilde{h}_{N-1}^* \\ a_{21} \tilde{h}_1 \tilde{h}_0^* & a_{22} |\tilde{h}_1|^2 & \dots & a_{2N} \tilde{h}_1 \tilde{h}_{N-1}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1} \tilde{h}_{N-1} \tilde{h}_0^* & a_{N2} \tilde{h}_{N-1} \tilde{h}_1^* & \dots & a_{NN} |\tilde{h}_{N-1}|^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Поскольку матрица в [27] имеет ту же структуру, что и матрица в [26] то матрица автокорреляции в [28] и [29] может быть записана как :

$$\mathbf{R} = \mathbf{P}_1 \odot \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I} \quad (11)$$

$$\check{\mathbf{R}} = \mathbf{P}_2 \odot \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sigma_{\check{v}}^2 \mathbf{I} \quad (12)$$

Основная цель данного рассмотрения заключается в том, чтобы получить матрицу, которая имеет значения отсчётов канального вектора. Для этого необходимо получить новую матрицу \mathbf{W} , которая строится путем деления элементов обеих матриц (11) и (12) на \mathbf{P}_1 и \mathbf{P}_2 следующим образом:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R} / \mathbf{P}_1 = \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \bar{\sigma}_v^2 \mathbf{I} \quad (13)$$

$$\check{\mathbf{W}} = \check{\mathbf{R}} / \mathbf{P}_2 = \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \bar{\sigma}_{\check{v}}^2 \mathbf{I} \quad (14)$$

Полученные матрицы включают в себя как параметры канала, так и параметры шума, и использование разложения по сингулярным значениям для матриц \mathbf{W} , $\check{\mathbf{W}}$ на две унитарные матрицы с ортонормированными векторами столбцов \mathbf{U}, \mathbf{V} и диагональной матрицей Σ , содержащей сингулярные значения этой матрицы, даёт

$$\mathbf{W} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^T$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} u_{11} & \dots & u_{N1} \\ u_{12} & \dots & u_{N2} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ u_{1N} & \dots & u_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_h + \bar{\sigma}_v^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \bar{\sigma}_v^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \bar{\sigma}_v^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{11} & \dots & v_{N1} \\ v_{12} & \dots & v_{N2} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ v_{1N} & \dots & v_{NN} \end{bmatrix}^H, \quad (15)$$

где s_h - сингулярные значения, соответствующие матрице корреляции канала. Поскольку корреляционная матрица параметров канала имеет ранг 1, то вектор \mathbf{U} , соответствующий наибольшему сингулярному значению Σ , будет оценкой нормализованного вектора параметров канала. Поэтому запишем:

$$\widehat{\mathbf{H}}_1 = SVD(\mathbf{W}, \mathbf{1}), \quad (16)$$

$$\widehat{\mathbf{H}}_2 = SVD(\check{\mathbf{W}}, \mathbf{1}), \quad (17)$$

где $\mathbf{1}$ представляет вектор \mathbf{U} , соответствующий разложению для максимального сингулярного значения.

Однако векторы $\widehat{\mathbf{H}}_1$ и $\widehat{\mathbf{H}}_2$ не являются практической расчетной частотной характеристикой канала, так как элементы матрицы содержат неизвестный скалярный множитель. Скалярная неоднозначность характерна практически для всех методов слепой оценки. Один из способов решить эту проблему – использовать пилотный

символ для оценки скалярной неоднозначности, а затем распределить ее по элементам оцениваемого вектора. Здесь предполагается, что пилотный символ добавляется в блок после предварительного кодирования. Предполагая, что пилот помещен на позиции m в предварительно закодированном блоке, оценка $\widehat{H}_{P1}(m)$ и $\widehat{H}_{P2}(m)$ может быть выражена как [10]:

$$\widehat{H}_{P1}(m) = \frac{1}{Ms} \sum_i^{Ms} \frac{y_{i,m}}{s_{i,m}} \quad (18)$$

$$\widehat{H}_{P2}(m) = \frac{1}{Ms} \sum_i^{Ms} \frac{\check{y}_{i,m}}{\check{s}_{i,m}} \quad (19)$$

где $s_{i,m}$, $\check{s}_{i,m}$ — пилотный символ в i -м блоке, а Ms — это количество передаваемых символов OFDM.

Оцененный вектор коэффициентов передачи канала $\widehat{H}_{E1}, \widehat{H}_{E2}$ получен путем умножения $\widehat{H}_1, \widehat{H}_2$ на фиксированную комплексную константу, как показано [10,11]:

$$\widehat{H}_{E1} = \alpha_1 \widehat{H}_1 \quad (20)$$

$$\widehat{H}_{E2} = \alpha_2 \widehat{H}_2 \quad (21)$$

где:

$$\alpha_1 = \frac{\widehat{H}_{P1}(m)}{\widehat{H}_1}, \quad \alpha_2 = \frac{\widehat{H}_{P2}(m)}{\widehat{H}_2}$$

4. ОЦЕНКА ПРИНИМАЕМЫХ СИМВОЛОВ

После того, как оценка параметров канала получена, оценка принимаемого символа записывается в виде:

$$\widehat{d}_i = (\widehat{H}_{E1} A_1)^{-1} y_i \quad (22)$$

$$\widehat{d}_i = (\widehat{H}_{E1} A_1)^{-1} y_i \quad (23)$$

5. СВОЙСТВА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КОДЕРА

Предварительный кодер должен удовлетворять следующим условиям:

C1 - Матрица предварительного кодирования должна иметь полный ранг, который может быть достигнут с помощью специального формирования матрицы предварительного кодирования [19].

C2 - Предварительный кодер должен поддерживать среднюю мощность символа [18]. Другими словами:

$$E[\|A\widehat{d}_i\|^2] = \text{tr}(E[A\widehat{d}_i \widehat{d}_i^H A^H]) = E[\|\widehat{d}_i\|^2] \quad (24)$$

Это условие не может быть выполнено, так как матрица предварительного кодирования должна быть близка к матрице идентификации.

Предлагается обозначить матрицы предварительного кодирования, следующим образом:

Циклический предварительный кодер A_1 :

Этот тип матрицы предварительного кодирования при оценке канала OFDM был реализован во многих работах [14,19]:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{\rho} & \sqrt{\frac{1-\rho}{N-1}} & \cdots & \sqrt{\frac{1-\rho}{N-1}} \\ \sqrt{\frac{1-\rho}{N-1}} & \sqrt{\rho} & \cdots & \sqrt{\frac{1-\rho}{N-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\frac{1-\rho}{N-1}} & \sqrt{\frac{1-\rho}{N-1}} & \cdots & \sqrt{\rho} \end{bmatrix} \quad (25)$$

для некоторого $0 < \rho < 1$. Эта матрица предварительного кодирования удовлетворяет свойству С1. Используя функцию SVD системы Matlab, можно доказать свойство полного ранга матрицы предварительного кодирования, при $\rho = 0,9$ SVD (\mathbf{A}_1), $N = 3$ равен:

$$\begin{bmatrix} -0.5774 & 0 & 0.8165 \\ -0.5774 & -0.7071 & -0.4082 \\ -0.5774 & 0.7071 & -0.4082 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.3959 & 0 & 0 \\ 0 & 0.7251 & 0 \\ 0 & 0 & 0.7251 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -0.5774 & 0 & 0.8165 \\ -0.5774 & -0.7071 & -0.4082 \\ -0.5774 & 0.7071 & -0.4082 \end{bmatrix}^H$$

Выбирая значение ρ , можно удовлетворить условию С2. Матрица \mathbf{P}_1 при этом имеет вид:

$$\mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} 1 & q & \cdots & q \\ q & 1 & \cdots & q \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q & q & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

где $q = 2\sqrt{\rho(1-\rho)/(N-1)} + (1-\rho)(N-2)/(N-1)$.

Очевидно, изменение отношения сигнал/шум (SNR) влияет на параметр ρ предварительного кодера.

Предварительный кодер \mathbf{A}_2 :

Вторая матрица, которую можно использовать, получена путем извлечения квадратного корня из единичной диагональной симметричной матрицы \mathbf{P}_2 следующим образом:

$$\mathbf{A}_2 = \sqrt{\mathbf{P}_2} = \sqrt{\begin{bmatrix} 1 & \rho & \cdots & \rho \\ \rho & 1 & \cdots & \rho \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho & \rho & \cdots & 1 \end{bmatrix}} \quad (27)$$

Эта матрица также удовлетворяет обоим условиям и может уменьшить потери в SNR, при изменении параметра ρ .

6. Компьютерное моделирование

Используем модель канала с экспоненциальным профилем задержки мощности [16,18]:

$$E[\|h_{ij}\|^2] = \exp\left(-\frac{l}{\tau_{rms}/T_s}\right), \quad l = 0, \dots, L. \quad (18)$$

Фаза каждого луча канала равномерно распределена в интервале $[0, 2\pi]$. Этот канал реализован с использованием модели Нафтали [18] следующим образом:

$$h_k = N\left(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2\right) + N\left(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2\right), \quad k = 0, \dots, n, \quad (29)$$

где $N\left(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2\right)$ – гауссовская случайная величина с нулевым средним значением и дисперсией $\frac{1}{2}\sigma_k^2$, где $\sigma_k^2 = E[\|h_0\|^2]$, n – номер отсчета импульсной характеристики канала.

Параметром модели канала являются $\tau_{rms}/T_s=10, n = 20$.

Параметры OFDM для моделирования выбирались в соответствии с протоколом 802.11a [19], в котором реализована модуляция 16QAM с $N = 64, CP = 16$ и в 3-полосном канале с $L = 2$. Моделирование проводилось с различным количеством символов OFDM и с использованием формирования случайных дискретных значений методом Монте-Карло, где параметр $n_w = 100$.

Нормализованные среднеквадратичные ошибки оценки (NMSE) определяются как:

$$\text{NMSE1} = \frac{1}{n * n_w} \sum_i^{n_w} \sum_j^n \frac{\text{var}(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}_{E1}(n_w))}{\text{var}(\mathbf{H})} \quad (30)$$

$$\text{NMSE2} = \frac{1}{n * n_w} \sum_i^{n_w} \sum_j^n \frac{\text{var}(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}_{E2}(n_w))}{\text{var}(\mathbf{H})} \quad (31)$$

На рисунках 2 и 3 показаны NMSE оценки отсчетов коэффициентов передачи канала в зависимости от SNR рассмотренных алгоритмов пре кодирования для различного количества передаваемых символов системы OFDM. Канал оценивается при различных значениях ρ , которые в данной работе принимаются равными 0,1; 0,3; 0,6; 0,9. В случае увеличение значения ρ улучшается точность оценки канала для первого алгоритма (матрицы) предварительного кодирования, в то время как для второй матрицы имели место оценки, худшие по качеству, при заданном уровне SNR.

Наилучшая оценка NMSE для первого алгоритма пре кодирования OFDM достигается при использовании $\rho = 0,1$.

На рисунках 4,5 представлены данные оценки NMSE в зависимости от количества переданных символов при различном отношении сигнал/шум SNR (5dB, 40dB).

Также исследована работа пре кодеров на зависимость частоты битовых ошибок (BER) при оценивании характеристик канала с помощью предложенных алгоритмов, при использовании встроенного эквалайзера для обнаружения передаваемых данных.

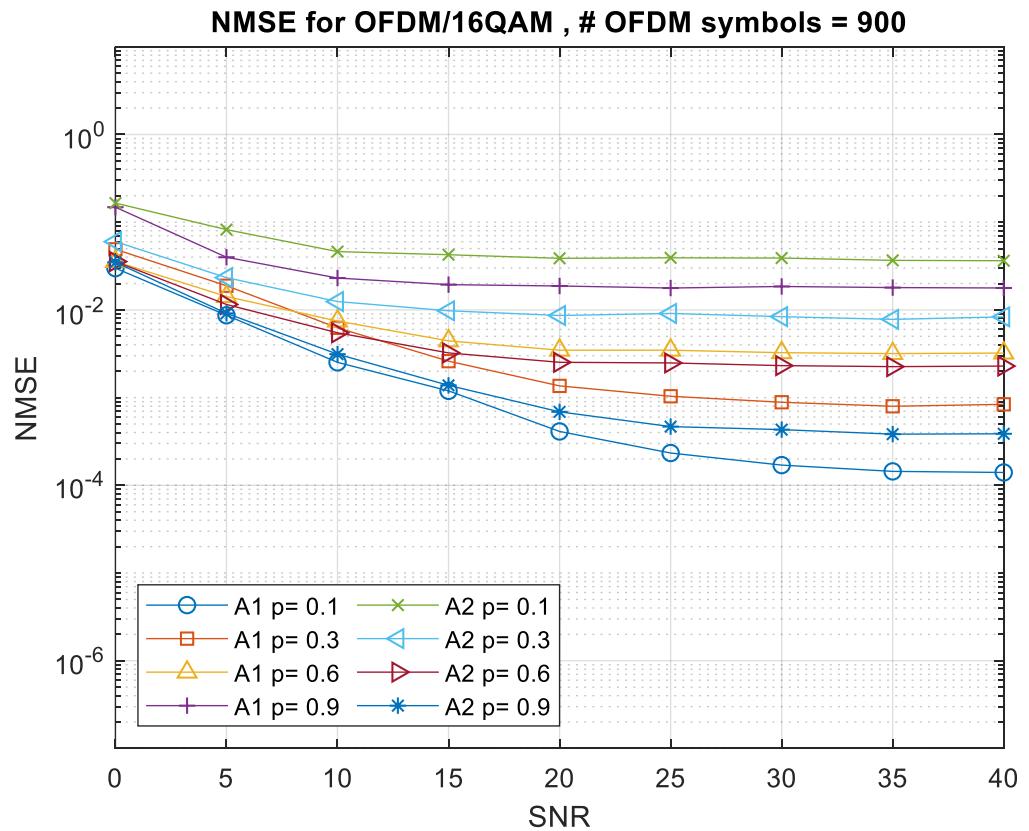


Рис. 2. NMSE с символами OFDM = 900.

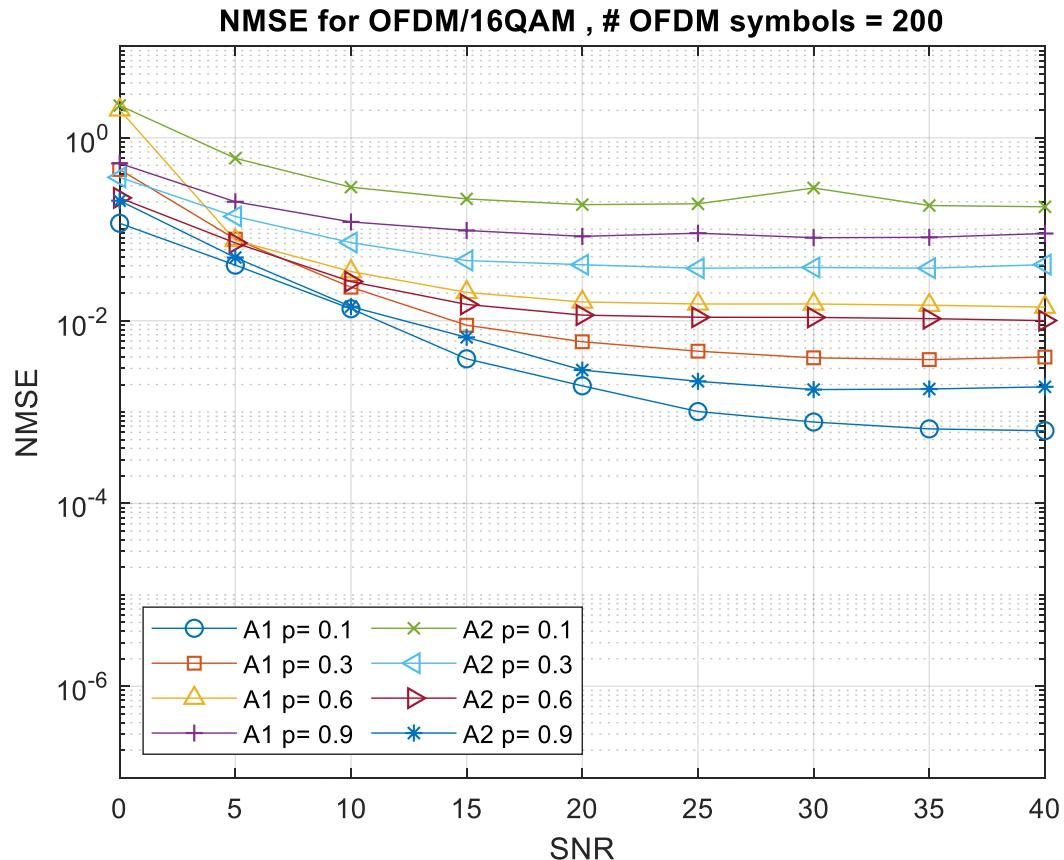


Рис. 3. NMSE с символами OFDM = 200.

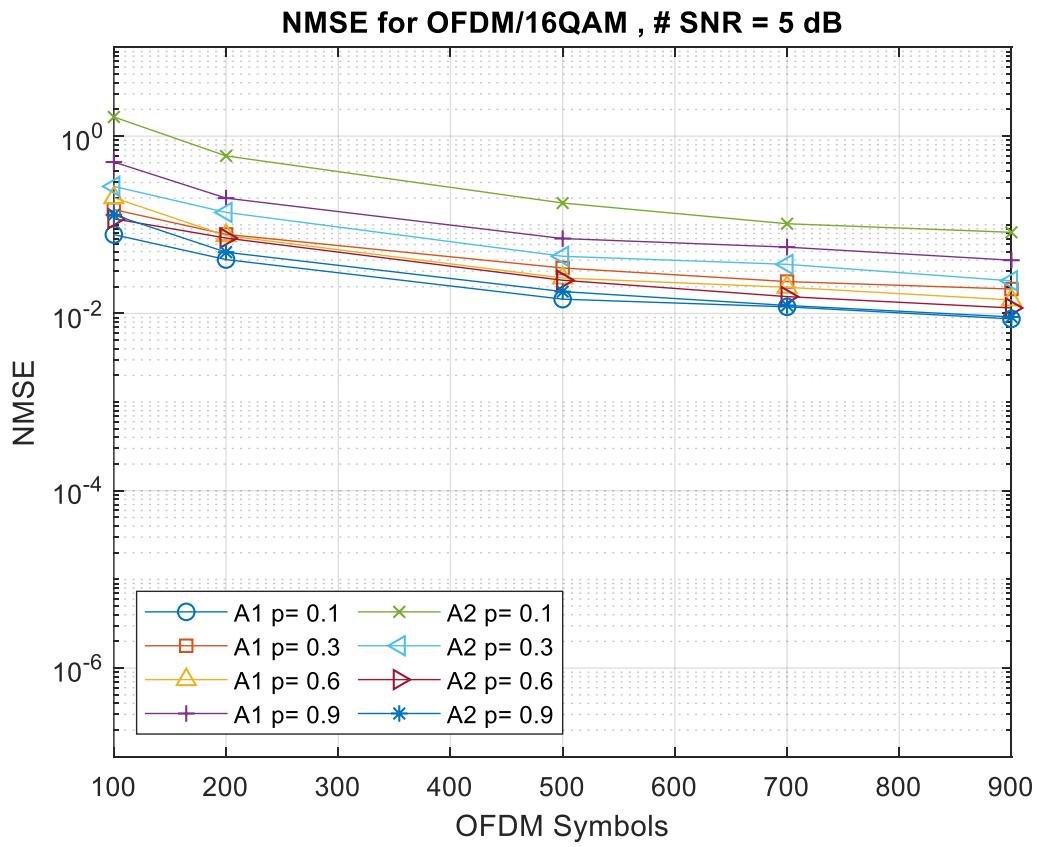


Рис. 4. NMSE c SNR = 5dB.

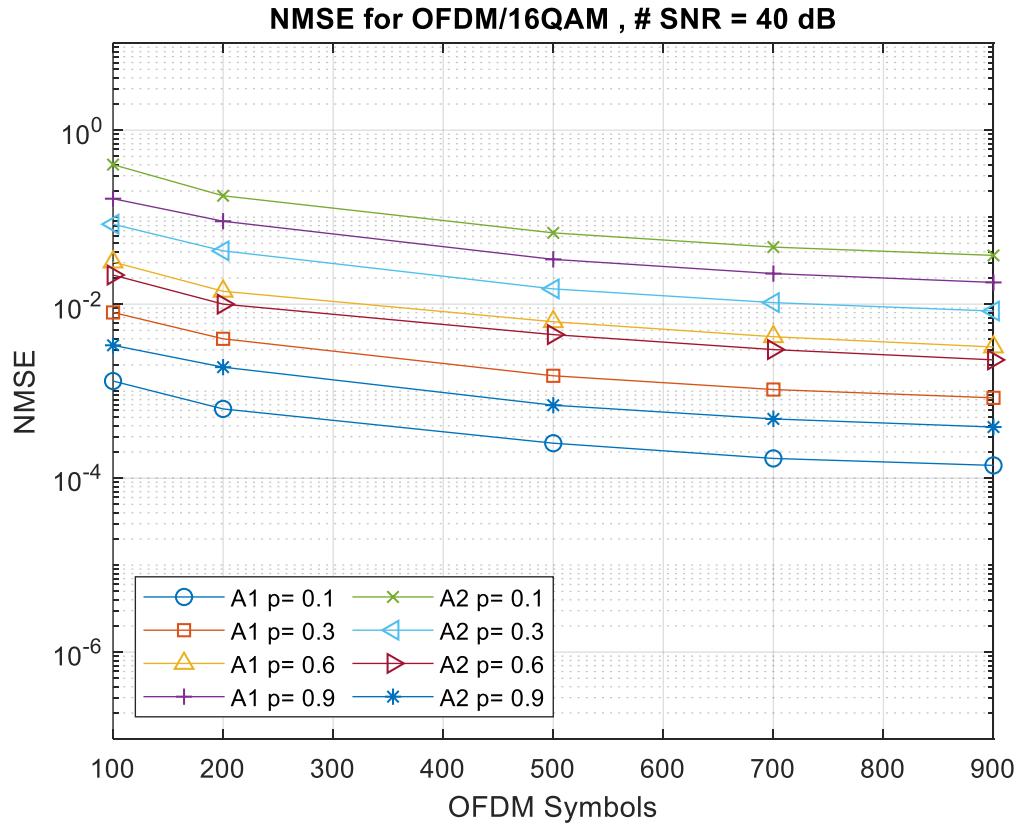


Рис. 5. NMSE c SNR = 40dB.

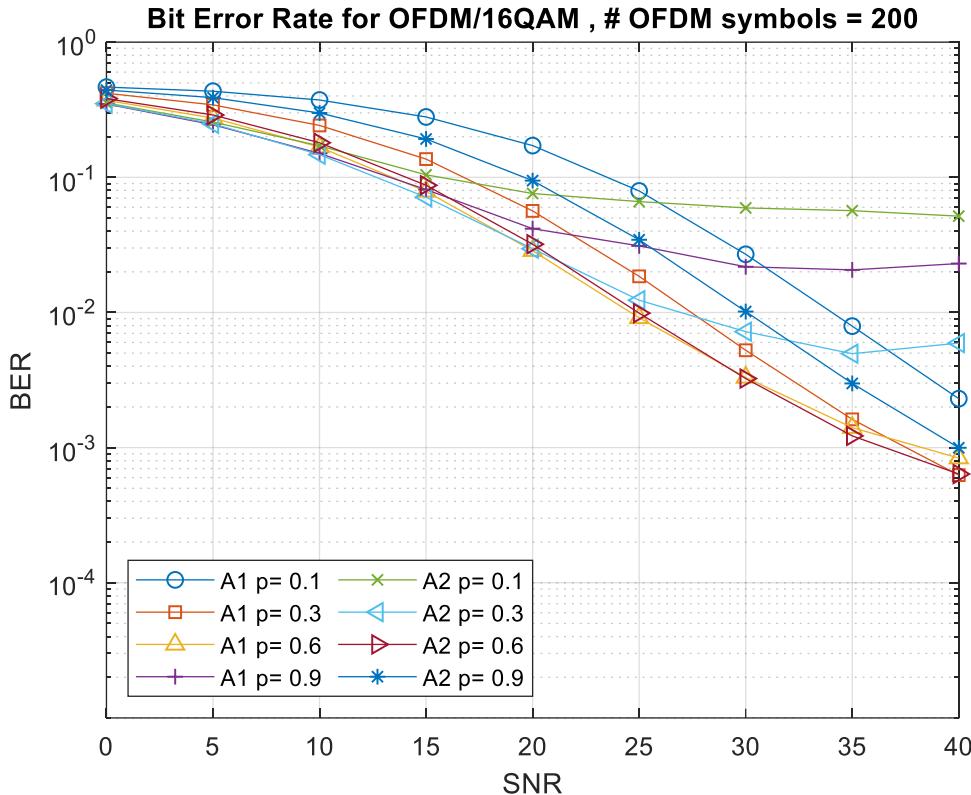


Рис. 6. Частота битовых ошибок с количеством символов OFDM =200.

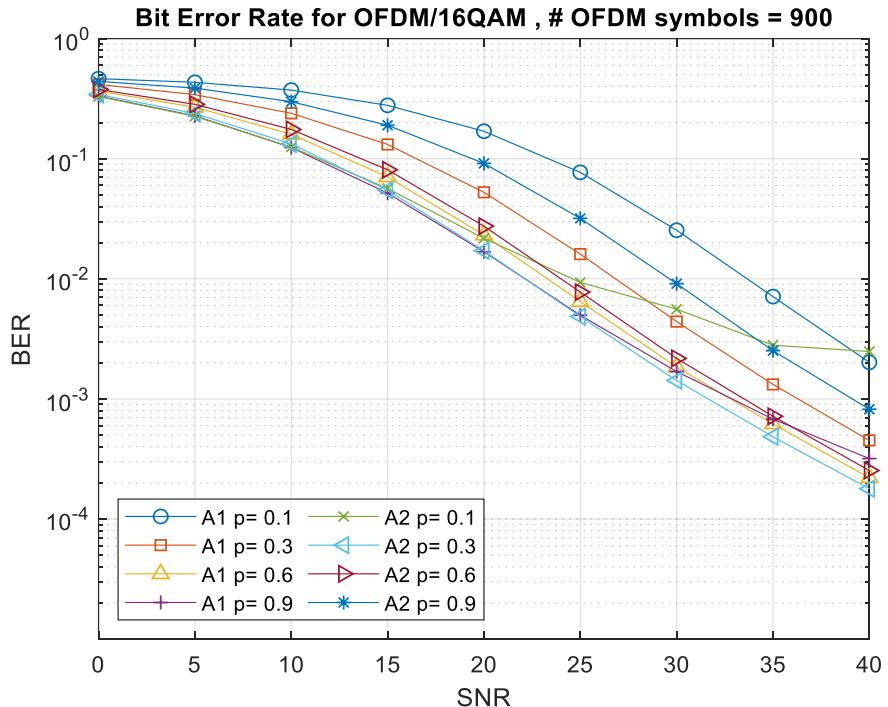


Рис. 7. Частота битовых ошибок с количеством символов OFDM =900.

На рисунке 6 видно, что наименьшее значение BER достигается при использовании $\rho = 0,6$ для обоих прецодеров. Также можно отметить, что все кривые BER, на которые не влияет изменение SNR от некоторого значения (от 20 dB), характерны для следующих значений матриц ($(A_2, \rho = 0,1)$, $(A_2, \rho = 0,3)$,

($A_1, \rho = 0,9$)), которые остаются фиксированными после некоторых значений SNR. Этот эффект почти отсутствует в случае передачи символов OFDM = 900 (рисунок 7).

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе исследована система мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) с линейным предварительным кодированием. Использование разложения по сингулярным значениям (SVD) результирующей матрицы дало оценку вектора отсчетов коэффициента передачи канала с точностью до скалярной неоднозначности, которая устраняется при использовании пилот-сигнала.

Компьютерное моделирование показало, что рассмотренные два метода могут быть реализованы в системах связи для оценки параметров частотно-селективных каналов OFDM систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карташевский В.Г. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью / В.Г. Карташевский. М.: Радио и связь, 2000, 272с.
2. Карташевский В. Г., Бельский К.А Семенов Е.С. Прием «в целом» сигналов OFDM в доплеровском канале с памятью. Международный научно-технический журнал «Радиотехника» выпуск №10, 2017, 131-136
3. Карташевский В.Г., Филимонов А.А Семенов Е.С. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием при оценивании параметров канала. Международный научно-технический журнал «Радиотехника» выпуск №12, 2016
4. Карташевский В.Г., Слипенчук К.С. Семенов Е.С. Обработка сигнала OFDM в канале с памятью. Цифровая обработка сигналов и ее применение. 16 Международная конференция. Москва. 2014. 176-181
5. Карташевский В.Г., Слипенчук К.С., Филимонов А.А. Семенов Е.С. Система OFDM для канала с памятью и быстрыми замираниями. Международный научно-технический журнал Радиотехника, 2018. № 3. С. 65-69.
6. Карташевский В.Г. Семенов Е.С. Анализ вероятности битовой ошибки системы OFDM-QPSK в канале с памятью. Международный научно-технический журнал Радиотехника, 2019. № 3. С. 39-45.
7. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. М.: Радио и связь, 2003. 230 с.
8. Sari H., Karam G., Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting // IEEE Communications Magazine. 1995. Vol. 33, № 2. P. 100–109.
9. Li Y., Cimini L.J., Sollenberger N.R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels // IEEE Transactions on Communications. 1998. Vol. 46, № 7. P. 902–915.
10. Petropulu A., Zhang R., Lin R. Blind OFDM Channel Estimation Through Simple Linear Precoding // IEEE Trans Wirel Commun. 2004. Vol. 3, № 2.
11. Muquet B., de Courville M., Duhamel P. Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. Vol. 50, № 7. P. 1699–1712.
12. Xiangyang Zhuang, Ding Z., Swindlehurst A.L. A statistical subspace method for blind channel identification in OFDM communications // 2000 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.00CH37100). IEEE, 2000. P. 2493–2496 vol.5.
13. Chotikakamthorn N., Suzuki H. On identifiability of OFDM blind channel estimation // Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th

- Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36324). IEEE, 1999. P. 2358–2361 vol.4.
14. Shengli Zhou, Giannakis G.B. Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems // IEEE Transactions on Communications. 2001. Vol. 49, № 8. P. 1402–1414.
 15. Lin R., Petropulu A.P. Linear Precoding Assisted Blind Channel Estimation for OFDM Systems // IEEE Trans Veh Technol. 2005. Vol. 54, № 3. P. 983–995.
 16. Ruifeng Zhang. Blind Channel Estimation for Precoded OFDM System // Proceedings. (ICASSP '05). IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005. IEEE. P. 469–472.
 17. Liang Y. et al. Blind Channel Estimation Based on Linear Precoding for OFDM Systems // 2006 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. IEEE, 2006. P. 1–4.
 18. Feifei Gao, Nallanathan A. A simple subspace-based blind channel estimation for OFDM systems // IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2006. WCNC 2006. IEEE, 2006. P. 1515–1518.
 19. Gao F., Nallanathan A. Blind Channel Estimation for MIMO OFDM Systems via Nonredundant Linear Precoding // IEEE Transactions on Signal Processing. 2007. Vol. 55, № 2. P. 784–789.
 20. Dou C., Wang L.-S. Fading Effects on the Lower Shifting of Mode Switching Thresholds in the Rate Adaptive IEEE 802.11a/g WLANs // International Journal of Communications, Network and System Sciences. 2010. Vol. 03, № 08. P. 655–667.
 21. IEEE Computer Society. LAN/MAN Standards Committee., Institute of Electrical and Electronics Engineers., IEEE-SA Standards Board. Supplement to IEEE standard for Information technology-- telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks -- specific requirements : part 11 : wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications : High-speed physical layer in the 5 GHz band. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1999. P. 82.
 22. Horn, Roger A.; Johnson, Charles R. (2012). Matrix analysis . Cambridge University Press.

REFERENCES

1. Kartashevsky V.G. Processing of spatiotemporal signals in memory channels / V.G. Kartashevsky. M.: Radio and Communications, 2000, 272s.
2. Kartashevsky V. G., Belsky K.A. Semenov E.S. Reception "in general" OFDM signals in a Doppler channel with memory. International Scientific and Technical Journal "Radio Engineering" issue No. 10, 2017, 131-136
3. Kartashevsky V.G., Filimonov A.A. Semenov E.S. Reception of OFDM signals in channels with scattering when estimating channel parameters. International Scientific and Technical Journal "Radio Engineering" issue No. 12, 2016
4. Kartashevsky V.G., Slipenchuk K.S. Semenov E.S. OFDM signal processing in a channel with memory. Digital signal processing and its application. 16 International Conference. Moscow. 2014. 176-181
5. Kartashevsky V.G., Slipenchuk K.S., Filimonov A.A. Semenov E.S. OFDM system for a channel with memory and fast fading. International Scientific and Technical Journal of Radio Engineering, 2018. No. 3. pp. 65-69.
6. Kartashevsky V.G. Semenov E.S. Analysis of the probability of a bit error of the OFDM-QPSK system in a memory channel. International Scientific and Technical Journal Radio Engineering, 2019. No. 3. pp. 39-45.

7. Goryachkin O.V. Methods of blind signal processing and their applications in radio engineering and communication systems. M.: Radio and Communication, 2003. 230 p.
8. Sari H., Karam G., Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting // IEEE Communications Magazine. 1995. Vol. 33, № 2. P. 100–109.
9. Li Y., Cimini L.J., Sollenberger N.R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels // IEEE Transactions on Communications. 1998. Vol. 46, № 7. P. 902–915.
10. Petropulu A., Zhang R., Lin R. Blind OFDM Channel Estimation Through Simple Linear Precoding // IEEE Trans Wirel Commun. 2004. Vol. 3, № 2.
11. Muquet B., de Courville M., Duhamel P. Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems // IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. Vol. 50, № 7. P. 1699–1712.
12. Xiangyang Zhuang, Ding Z., Swindlehurst A.L. A statistical subspace method for blind channel identification in OFDM communications // 2000 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.00CH37100). IEEE, 2000. P. 2493–2496 vol.5.
13. Chotikakamthorn N., Suzuki H. On identifiability of OFDM blind channel estimation // Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36324). IEEE, 1999. P. 2358–2361 vol.4.
14. Shengli Zhou, Giannakis G.B. Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems // IEEE Transactions on Communications. 2001. Vol. 49, № 8. P. 1402–1414.
15. Lin R., Petropulu A.P. Linear Precoding Assisted Blind Channel Estimation for OFDM Systems // IEEE Trans Veh Technol. 2005. Vol. 54, № 3. P. 983–995.
16. Ruifeng Zhang. Blind Channel Estimation for Precoded OFDM System // Proceedings. (ICASSP '05). IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005. IEEE. P. 469–472.
17. Liang Y. et al. Blind Channel Estimation Based on Linear Precoding for OFDM Systems // 2006 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. IEEE, 2006. P. 1–4.
18. Feifei Gao, Nallanathan A. A simple subspace-based blind channel estimation for OFDM systems // IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2006. WCNC 2006. IEEE, 2006. P. 1515–1518.
19. Gao F., Nallanathan A. Blind Channel Estimation for MIMO OFDM Systems via Nonredundant Linear Precoding // IEEE Transactions on Signal Processing. 2007. Vol. 55, № 2. P. 784–789.
20. Dou C., Wang L.-S. Fading Effects on the Lower Shifting of Mode Switching Thresholds in the Rate Adaptive IEEE 802.11a/g WLANs // International Journal of Communications, Network and System Sciences. 2010. Vol. 03, № 08. P. 655–667.
21. IEEE Computer Society. LAN/MAN Standards Committee., Institute of Electrical and Electronics Engineers., IEEE-SA Standards Board. Supplement to IEEE standard for Information technology-- telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks -- specific requirements : part 11 : wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications : High-speed physical layer in the 5 GHz band. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1999. P. 82.
22. Horn, Roger A.; Johnson, Charles R. (2012). Matrix analysis . Cambridge University Press.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА QUASI-QAM МОДУЛЯЦИИ В ЗАДАЧЕ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ

А.Ф. Гильфанова, Д.А. Веденькин

ФГБОУ ВО Казанский национальный исследовательский технический университет им.
А.Н.Туполева-КАИ (КНИТУ-КАИ), Казань, Российская Федерация

Аннотация. В докладе обсуждается метод повышения помехозащищенности канала связи с квадратурной амплитудной модуляцией, посредством изменения сигнального созвездия. Представлены результаты моделирования системы.

Ключевые слова: математическое моделирование, модуляция, квадратурная амплитудная модуляция, сигнальное созвездие, белый шум, цветной шум.

EVALUATION OF THE EFFICIENCY OF THE QUASI-QAM MODULATION METHOD IN THE PROBLEM OF INCREASING THE NOISE IMMUNITY OF A DIGITAL COMMUNICATION CHANNEL

A.F. Gilfanova, D.A. Vedenkin

FSBEI HE Kazan National Research Technical University named after A.N.Tupolev-KAI
(KNRTU-KAI), Kazan, Russian Federation

Abstract. The report discusses a method for improving the noise immunity of a communication channel with quadrature amplitude modulation by changing the signal constellation. The results of system modeling are presented.

Keywords: mathematical modeling, modulation, quadrature amplitude modulation, signal constellation, white noise, colored noise.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время происходит бурное развитие функционирующих сетей радиосвязи (в том числе увеличение количества устройств). Это ведет к постоянному усложнению сигнально-помеховой обстановки на входах приемных устройств и к обострению проблемы помехозащищенности. Интенсивность помех, при которых нарушение функций устройства еще не превышает допустимых пределов, называют помехозащищенностью. Чем выше помехозащищенность устройства, тем более сильное воздействие помехи оно может выдержать, оставаясь при этом в работоспособном состоянии [1].

Синтез оптимальных алгоритмов и исследование помехозащищенности приема дискретных сигналов проводились многими авторами. Одни предлагают метод разнесенного приема сигнала, однако частотное разнесение приводит к расширению полосы частот, занимаемой системой связи, что приводит к увеличению взаимных помех, а временное разнесение сигналов накладывает ограничения на скорость передачи информации. Другие реализуют повышение помехозащищенности путем поворота сигнального созвездия на некоторый угол, но если энергетические параметры остаются неизменными, то любая трансформация сигнального созвездия в результате поворота всех векторов на комплексной плоскости на один и тот же угол не приводит к изменению помехозащищенности сигнала. Представленный в данном исследовании метод предлагает совершенно другой подход к повышению помехозащищенности [2-5].

2. ИССЛЕДОВАНИЕ QUASI-QAM МОДУЛЯЦИИ ПРИ ДЕЙСТВУЮЩЕМ БЕЛОМ ГАУССОВСКОМ ШУМЕ

Для повышения помехозащищенности канала связи предложен способ использования квази-QAM-16 сигнала. Этот сигнал основан на квадратурной амплитудной модуляции (QAM-16), но с измененным сигнальным созвездием. При применении этого метода одна точка сигнального созвездия перемещается за пределы сигнального созвездия.

Для независимого управления местоположением каждой точки сигнального созвездия на комплексной плоскости, а значит и параметрами каждого из векторов предлагается алгоритм, который реализован в виде программного кода, обладающего большей гибкостью. Этот алгоритм представлен на рисунке 1.



Рис. 1. Блок-схема работы кода.

В данной работе для создания исходного информационного сигнала была сгенерирована случайная последовательность из 1024 бит. Нули и единицы создаются с равной вероятностью. Далее к информационному сигналу добавляется аддитивный белый гауссовский шум. Для подробного исследования рассматриваем отношение сигнал/шум от 0 дБ до 20 дБ. Далее на приемной стороне получаем смесь сигнала с шумом (рисунок 2).

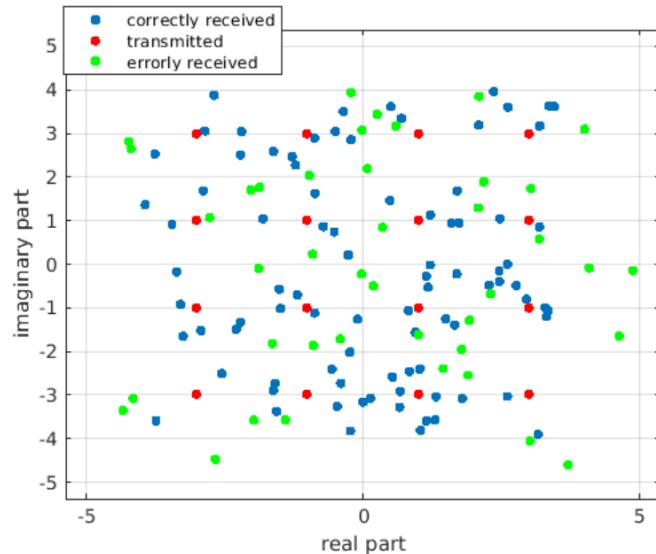


Рис. 2. Сигнальное созвездие принятого с ошибками сигнала.

Для уменьшения количества ошибок предлагается использовать пространство сигналов QAM-64 для передачи QAM-16. Для простоты изложения ограничимся изменением координаты только одной точки.

Рассмотрим ситуацию, при которой точка с координатами $3+1i$ на рисунке 3, подвергается наибольшему негативному воздействию помех.

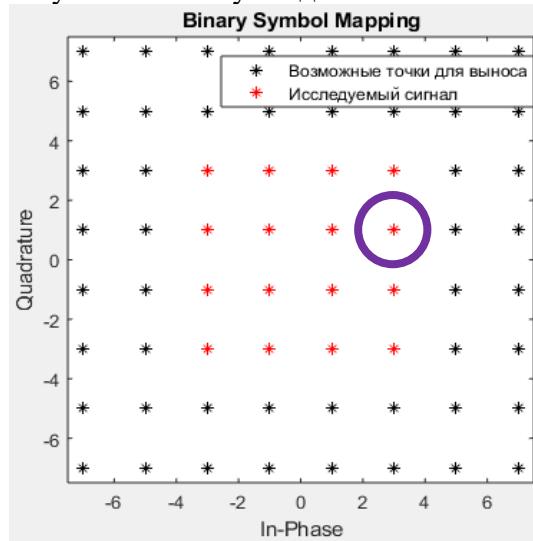


Рис. 3. Возможное положение точек на сигнальной плоскости.

Тогда эта точка может быть перенесена в соседнюю область с координатами $5+3i$ и преобразованное сигнальное созвездие будет выглядеть согласно рисунку 4.

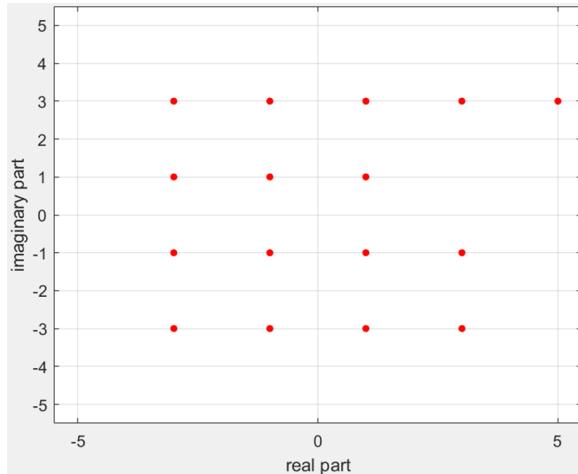


Рис. 4. Измененное сигнальное созвездие.

Далее повторяем все операции с исходным сигналом, используя измененное сигнальное созвездие. Поскольку длина вектора до вынесенной точки в преобразованном сигнальном созвездии больше чем соответствующая длина в исходном сигнальном созвездии для корректного сравнения помехозащищенности был выполнен соответствующий пересчет отношения сигнал/шум. Для получения наглядных результатов и корректной статистической обработки было проведено исследование 1000 различных пакетов сигналов по 1024 бита для каждого уровня шума. Полученный график (рисунок 5) показывает, что сигнал quasi-QAM-16 имеет более низкую частоту ошибок, чем сигнал QAM-16.

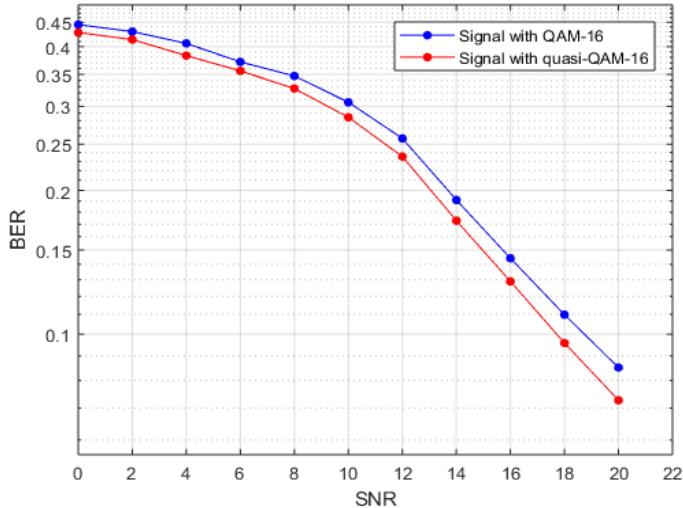


Рис. 5. Зависимость BER от SNR.

3. ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ НА ФОНЕ НЕБЕЛОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА

При работе радиотехнических средств электромагнитные волны, излучаемые антенной, отражаются от объектов, электрические параметры которых отличаются от параметров среды распространения радиоволн. В частности, такими объектами являются местные предметы, гидрометеоры (облака, дождь, град, снег), объекты другого природного происхождения. Этот тип помех характеризуется неравномерным распределением их спектральной плотности мощности вдоль оси частот (то есть эти помехи являются небелым шумом) [6].

Исследование канала связи с цветным шумом проводилось на основе представленной выше блок-схемы (Рисунок 1). Информационная

последовательность модулируется, после чего к сигналу добавляется шум. В данном случае рассматриваются различные типы цветного шума.

Для получения наглядных результатов и возможности статистической обработки было также проведено моделирование 1000 случайных пакетов сигналов для каждого значения и типа шума. По результатам проведенного исследования были построены графики (Рисунок 6), которые показывают зависимость уровня битовых ошибок (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) при наличии того или иного типа цветного шума в канале связи. Из этих графиков ясно, что сигнал quasi-QAM имеет меньшую частоту ошибок, чем сигнал, модулированный по закону QAM-16.

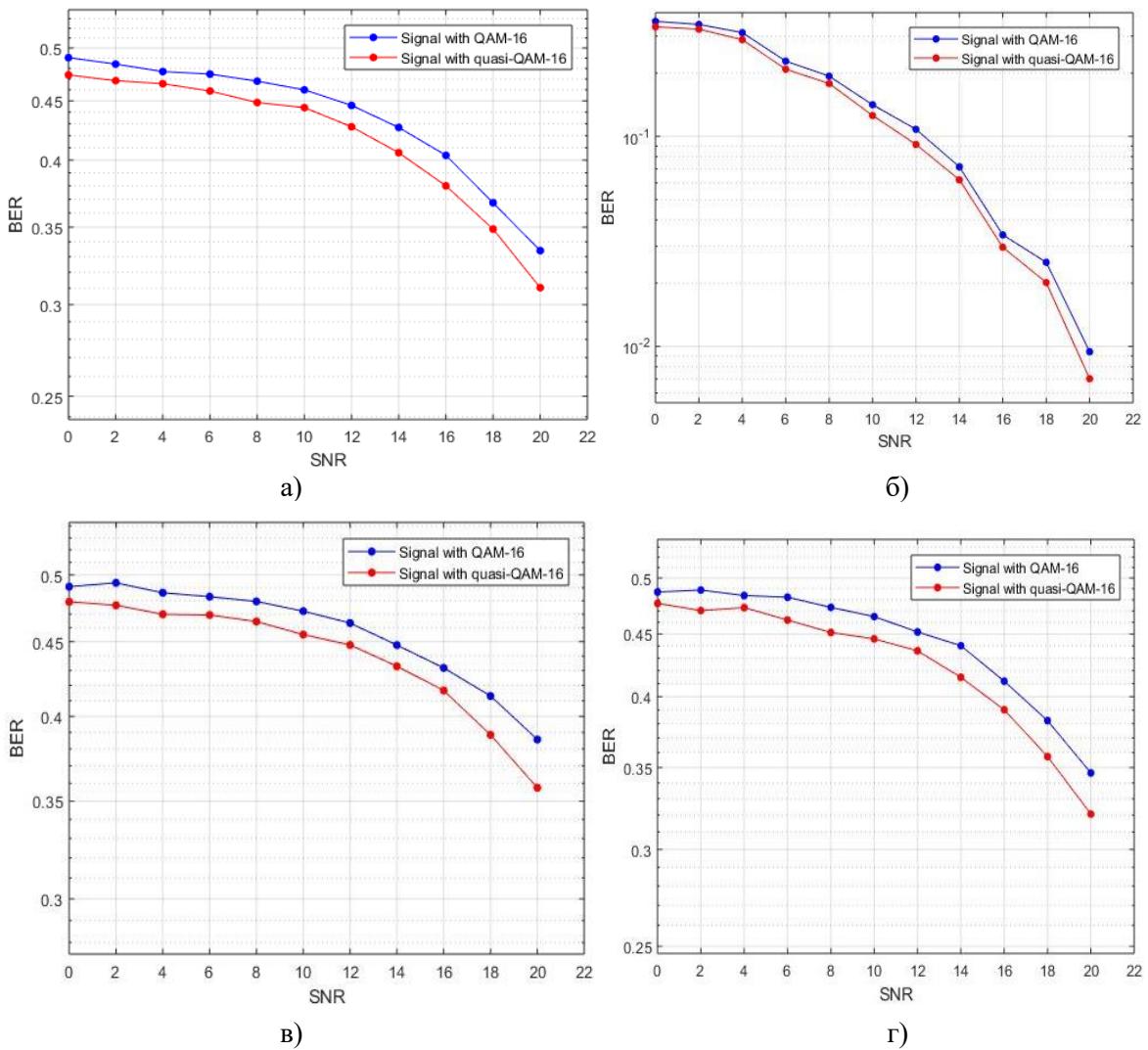


Рис. 6. Зависимость BER от SNR: при воздействии розового шума (а), при воздействии красного шума (б), при воздействии синего шума (в), при воздействии фиолетового шума (г).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе проведенного исследования можем отметить, что частота ошибок при преобразовании сигнального созвездия уменьшается. Из приведенных рисунков видно, что представленный метод повышения помехозащищенности дает выигрыш порядка 10% при отношении сигнал/шум 10 дБ. Данный метод позволит увеличить помехозащищенность канала связи без снижения скорости передачи данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голиков А.М. Сети и системы радиосвязи и средства их информационной защиты: учеб. пособие. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 392с.
2. Куликов Г. В., Нестеров А. В., Лелюх А. А. Помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf>
3. Голиков А.М. Кодирование в радиоэлектронных системах передачи информации: Сборник компьютерных лабораторных работ, практических занятий и заданий на самостоятельную работу. Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2018. – 333 с.
4. ГОСТ Р 55694-2013. Телевидение вещательное цифровое. Наземное цифровое телевизионное вещание. Структура цикловой синхронизации, методы кодирования для канала и модуляции. – Москва: Стандартинформ, 2015
5. Гильфанова А.Ф. Повышение помехозащищенности канала связи с квадратурной амплитудной модуляцией // Инженерные кадры - будущее инновационной экономики России - 2019, - № 3, - С. 22-24
6. Бердышев В. П., Гарин Е. Н., Фомин А. Н. Радиолокационные системы: учеб. под общ. ред. В. П. Бердышева. Красноярск : Сиб. федер. ун-т . – 2011. – 400 с.

REFERENCES

1. Golikov A.M. Networks and systems of radio communication and means of their information protection: textbook. allowance. Tomsk: Tomsk. state un-t control systems. and radioelectronics, 2007. - 392p.
2. Kulikov G. V., Nesterov A. V., Lelyukh A. A. Noise immunity of signal reception with quadrature amplitude shift keying in the presence of harmonic interference // Journal of radio electronics [electronic journal]. 2018. No. 11. Access mode: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf>
3. Golikov A.M. Coding in radio-electronic information transmission systems: A collection of computer laboratory work, practical exercises and assignments for independent work. Tomsk: Tomsk. state University of Control Systems and Radioelectronics, 2018. - 333 p.
4. GOST R 55694-2013. Broadcast digital television. Terrestrial digital television broadcasting. Framing structure, coding methods for channel and modulation. - Moscow: Standartinform, 2015
5. Gilfanova A.F. Improving the noise immunity of a communication channel with quadrature amplitude modulation // Engineering personnel - the future of the innovative economy of Russia - 2019, - No. 3, - P. 22-24
6. Berdyshev V. P., Garin E. N., Fomin A. N. Radar systems: textbook. under total ed. V. P. Berdysheva. Krasnoyarsk: Sib. feder. un-t. - 2011. - 400 p.

ПОВЫШЕНИЕ ДОСТУПНОСТИ РЕСУРСОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ КОРПОРАТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЕЕ ПОДВИЖНЫМ ПУНКТАМ УПРАВЛЕНИЯ ПУТЕМ ТРАНСФОРМАЦИИ СТРУКТУРЫ СЕТИ

И. Ю. Смирнов¹, Ю. И. Стародубцев¹, А. А. Бобовкин¹, А. В. Вершенник¹

¹Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного (Военная академия связи), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В работе рассматривается вопрос повышения доступности транспортных ресурсов информационно-телекоммуникационной сети, функционирующей в интересах корпоративной системы управления на подвижных пунктах управления, для обеспечения своевременного информационного обмена абонентам на пунктах управления корпоративной системы управления. Авторами предлагается способ повышения доступности транспортных ресурсов путем создания целенаправленной избыточности в исходной структуре за счет развертывания дополнительных инфокоммуникационных элементов корпоративной системы управления в обоснованном месте.

Ключевые слова: информационно-телекоммуникационные сети, корпоративные системы управления, подвижные пункты управления, доступность, транспортные инфокоммуникационные ресурсы, информационный обмен.

INCREASING THE AVAILABILITY OF INFORMATION AND TELECOMMUNICATION NETWORK RESOURCES OF THE CORPORATE MANAGEMENT SYSTEM TO ITS MOBILE CONTROL POINTS BY TRANSFORMING THE NETWORK STRUCTURE

I. Y. Smirnov¹, Y. I. Starodubtsev¹, A. A. Bobovkin¹, A.V. Vershennik¹

¹The Military Academy of Telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M.Budyonny (Military Academy of Telecommunications), St. Petersburg, Russia

Abstract. The paper considers the issue of increasing the availability of transport resources of the information and telecommunications network functioning in the interests of the corporate management system at mobile control points, to ensure timely information exchange to subscribers at the control points of the corporate management system. The authors propose a way to increase the availability of transport resources by creating targeted redundancy in the initial structure by deploying additional infocommunication elements of the corporate management system in a reasonable location.

Keywords: information and telecommunication networks, corporate management systems, mobile control points, accessibility, transport infocommunication resources, information exchange.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время информационно-телекоммуникационные сети (ИТКС), функционирующие в интересах корпоративной системы управления (КСУ) на подвижных пунктах управления (ППУ), являются неоднородными с точки зрения использования транспортных инфокоммуникационных ресурсов [1]. Для транспортировки информационных потоков между подвижными пунктами управления

КСУ используются собственные ресурсы КСУ и ресурсы сетей связи общего пользования (ССОП), спроектированных и построенных в разное время и на разной технологической и технической основе, что отрицательно влияет на обеспечение связанности, как физической, так и логической такой системы, из-за возникающих проблем при взаимоувязывании на уровнях доступа составных частей. В таком случае, невозможно говорить о выполнении требований по своевременности представления информационных услуг органам управления (ОУ) КСУ, тем более, в условиях динамики изменения состояния одной из составных частей ИТКС КСУ, не рассмотрев вопросы доступности и синтеза маршрута из неоднородных элементов [2].

2. СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ДОСТУПНОСТИ РЕСУРСОВ ИТКС КСУ ЕЕ ПОДВИЖНЫМ ПУНКТАМ УПРАВЛЕНИЯ

Анализ источников [3-5] показал, что методический аппарат, применяемый авторами по обеспечению (повышению) доступности телекоммуникационных ресурсов, направлен на решение задачи для технологически и технически однородных систем и сетей связи, что не соответствует современным условиям построения и функционирования ИТКС корпоративной системы управления, являющейся совокупностью неоднородных систем и сетей связи различного назначения, порядок взаимодействия которых описывается ЭМ ВОС и сетевой моделью передачи данных TCP/IP, что нельзя не учитывать в процессе интеграции транспортных ресурсов ИТКС КСУ и ССОП в условиях динамического изменения состояния КСУ.

Таким образом, задача повышения доступности инфокоммуникационных ресурсов ИТКС КСУ ее подвижным пунктам управления является актуальной. В связи с топологической и структурной неоднородностью ИТКС, ограниченностью в силах и средствах КСУ, взаимосвязанностью структурной связанности и топологической близости элементов ИТКС, решение поставленной задачи предлагается осуществлять поэтапно.

На первоначальном этапе формируют исходные данные, получаемые на основе данных мониторинга и паспортизации исходной сети в зоне выполнения КСУ частных задач [6, 7].

В качестве исходных данных задают:

1. Площадь реального географического фрагмента территории, на котором планируется размещение КСУ.

2. Координатную сетку географического фрагмента территории, необходимую для определения в дальнейшем координат любого элемента ИТКС и КСУ. Координатную сетку можно задать с помощью различных известных геоинформационных систем.

3. Структура КСУ, определяющая порядок подключения ППУ КСУ к узлам ИТКС и правила взаимодействия органов управления. Графическое представление структуры ИТКС на фрагменте территории представлен на рисунке 1, где $V_{21} \dots V_{53}$ – совокупность элементов исходной ИТКС (узлы связи) и линий связи между ними, $V_{11} \dots V_{18}$ – узлы связи КСУ (узлы связи ППУ).

Структура информационных направлений (ИН) задается в виде матрицы $M_{ин}$, исходя из структуры КСУ. Матрица из M информационных направлений является квадратной матрицей размером $m \times m$, где m – количество абонентов системы управления. Элементы матрицы определяются:

$$m_{ин_{ij}} = \begin{cases} 1, & \text{если } (V_i, V_j) \in m_k; \\ 0, & \text{если } (V_i, V_j) \notin m_k. \end{cases}, \quad (1)$$

где m_k – k -е информационное направление.

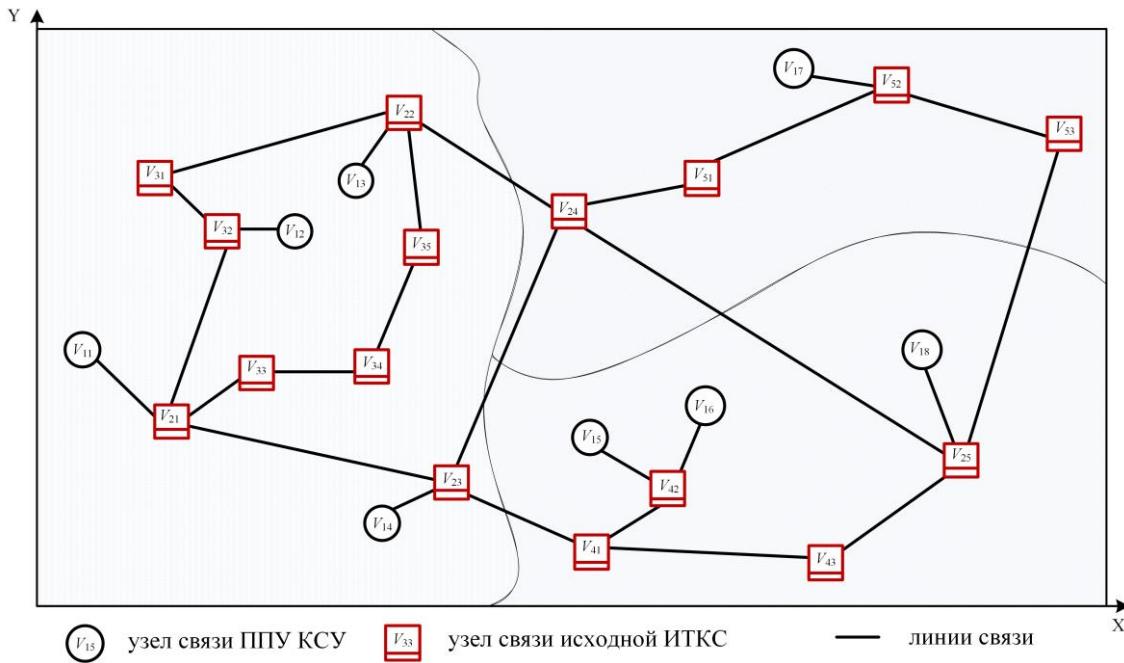


Рис. 1. Графическое представление структуры ИТКС на фрагменте территории

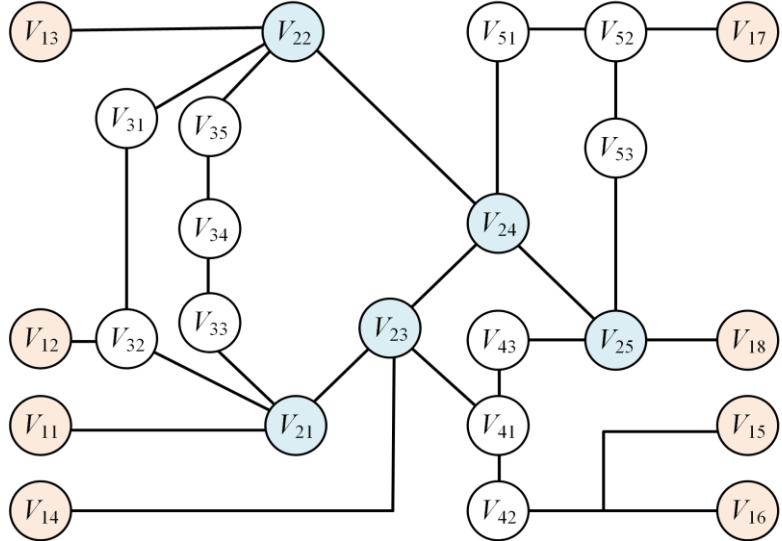
4. Количество и параметры дополнительных линий связи $l_{\text{доп}ij}$. Основными параметрами являются: максимальная длина, пропускная способность, используемый диапазон частот. Параметры линий связи зависят от применяемого типа средств связи: волоконно-оптический (ВОЛС), электропроводный (ЭПЛС), радиорелейный (РРЛС), спутниковый (СЛС), тропосферный (ТРЛС).

5. Количество и характеристики УС ППУ КСУ из резерва V_{21} , V_{22} . Характеристики делятся на характеристики физического и логического уровней доступа. К первому типу относятся применяемые на УС виды разъёмов, соединительных муфт. Например, волоконно-оптические соединители *FC/PC* или *SC/APC*. Ко второму – применяемые технологии, протоколы, интерфейсы (например, *Ethernet* или *ATM* или *Frame Relay*) [10].

6. Состав и структура исходной ИТКС. Структура исходной сети может быть представлена в виде неориентированного графа $G(V,E)$ (рисунок 2) и матрицы связаннысти M_c , представляющей собой квадратную матрицу $N \times N$, где N – количество элементов исходной сети. Элементы матрицы, определяются по правилу:

$$m_{c_{ij}} = \begin{cases} 1, & \text{если } V_i \text{ и } V_j \text{ связаны между собой,} \\ 0, & \text{если } V_i \text{ и } V_j \text{ не связаны между собой.} \end{cases} \quad (2)$$

7. Типы, характеристики и очередность задействования линий связи привязки УС КСУ. Характеристики линий определяются характеристиками среды передачи, состоянием средств связи, погодными условиями, состоянием атмосферы, физико-географическими условиями и т.д. Зависимость характеристик от внешних условий определяет устойчивость развертываемых на их основе линий связи и, соответственно, условия применения средств связи. Очередность задействования линий связи привязки определяется приоритетностью применения средств связи, входящих в состав УС КСУ, совокупностью их условий применения, показателей качества и количества услуг связи, предоставляемых посредством развернутых на их основе линий связи.

Рис. 2. Граф $G(V, E)$ исходной ИТКС

8. Шаг изменения длины линии Δl_s для каждого типа линий связи привязки УС КСУ.

9. Требования по размещению УС КСУ V_{1j} на географическом фрагменте территории – условия выбора места размещения V_{1j} .

10. Требования к ИН по количеству и степени независимости виртуальных маршрутов (ВМ) – ξ . Величина степени независимости ВМ определяется количеством совпадающих физических элементов сети связи, УС и линии связи, через которые проходят ВМ ИН. Критерий степени независимости ВМ определяется для каждого информационное направления, исходя из категории важности участвующих в информационном обмене ОУ.

Точность ε выделения плотности УС на заданной территории – минимальное отклонение совпадения центра тяжести территориальных неоднородностей распределения УС ССОП и КСУ на текущем t_i , и на предшествующем шаге t_{i-1} поиска неоднородностей. Оценка точности осуществляется при помощи описанных в [8] подходов.

Следующим этапом является моделирование исходной ИТКС [9] и выборка элементов исходной ИТКС, имеющих возможность сопряжения со средствами связи КСУ на физическом и логическом уровнях доступа. Из выбранных элементов ИТКС формируют дополнительные матрицы связности M^* .

На третьем этапе из выборки выделяют топологические неоднородности (рисунок 3). Определение областей неоднородности может осуществляться известными методами анализа данных, например, по алгоритму FOREL [10]. Алгоритмы данного класса дают быстрые и простые решения. Варьируя параметр R_s , можно получать кластеризации различной степени детальности, а также описывать фрагменты заданного региона произвольной геометрической формы. Одним из недостатков данного алгоритма является зависимость результатов кластеризации от выбора начальной точки процесса. Для снижения неопределенности итерации начинаются с каждого элемента КСУ исходной ИТКС. Окончательно выбирается та кластеризация, которая доставляет наилучшее значение заданному функционалу качества. Точность ε выделения плотности УС на заданной территории – минимальное отклонение совпадения центра тяжести территориальных неоднородностей распределения УС ССОП и КСУ на текущем t_i , и на предшествующем шаге t_{i-1} поиска неоднородностей. Начальным значением радиуса

поиска R_s является максимальная длина $l_{\text{доп}ij}$ дополнительных линий связи, развертываемых средствами связи, размещенными на УС ППУ КСУ.

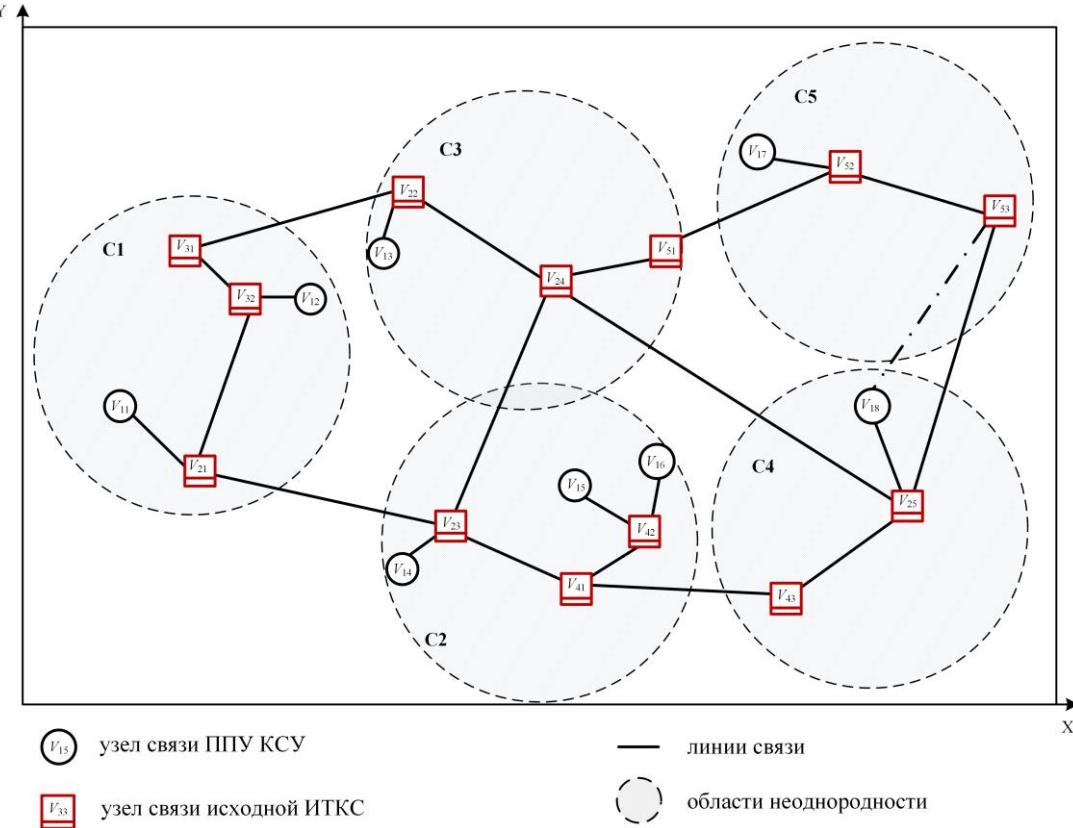


Рис. 3. Графическое представление областей неоднородности исходной ИТКС

Так как алгоритм вычисляет центры тяжести неоднородности (кластера), то вычислительно более эффективными можно определить следующие функционалы:

Сумма средних внутриобластных расстояний должна быть как можно меньше:

$$\Phi_0 = \sum_{c \in C} \frac{1}{|C|} \sum_{x \in c} \rho(x, k_c) \rightarrow \min, \quad (3)$$

где k_c – центр тяжести неоднородности (кластера) C , $\rho(x, k_c) \leq R_s$

Сумма межобластных расстояний должна быть как можно больше:

$$\Phi_0 = \sum_{c \in C} \frac{1}{|C|} \sum_{x \in c} \rho(x, k_c) \rightarrow \min, \quad (4)$$

где k – центр тяжести всей выборки.

На третьем этапе выбирают области с наилучшими показателями в отношении внешней ($k_{\text{внш}C}$) и внутренней ($k_{\text{втс}C}$) связанности. В качестве оценки внутренней связанности предлагается использовать коэффициент структурной связности (физической):

$$K_{\text{стр.св}_C} = \frac{N_{E_{Ci}}}{N_{V_{Ci}}}, \quad (5)$$

где N_E и N_V количество ребер и вершин в i -й области неоднородности C .

Внешняя связанность будет оцениваться по степени связности образуемых областей неоднородности, для чего примем их за вершины графа. А степень связности каждой области будет определяться количеством инцидентных ей линий связи $x = \sum I_{ij}$, где:

$$I = \begin{cases} 1, & \text{если } i - \text{я вершина инцидентна } j - \text{му ребру;} \\ 0, & \text{не инцидентна.} \end{cases} \quad (6)$$

На четвертом этапе формируют два вариационных ряда из получаемых областей неоднородности по внешней и внутренней связанности (таблицы 1, 2), и на их основании выбирают кластеры с наибольшей внутренней связанностью и наименьшей внешней и формируют пары кластеров, расстояние между центрами тяжести которых минимально. В каждой паре кластеров определяют УС, расстояние между которыми минимально. Сравнивают расстояние между выбранными УС с возможностями УС ППУ КСУ из резерва. Если расстояние между УС меньше, то принимают решение на развертывание средствами связи КСУ дополнительной линии между этими УС.

Таблица 1. Вариационный ряд из областей по внутренней связанности

№ кластера	C2	C1	C3	C4	C5
$k_{\text{втсC}}$	0,33	0,4	0,5	0,67	0,67

Таблица 2. Вариационный ряд из областей по внешней связанности

№ кластера	C3	C4	C2	C1	C5
$k_{\text{вщсC}}$	4	3	3	2	2

На пятом этапе проверяют информационные направления на соответствие требованиям по количеству логических маршрутов.

При выявлении на четвертом этапе методики двух и более относительно равнозначных пар УС исходной ИТКС, удовлетворяющих по дальности для средств связи КСУ, выбор пары делается на основании максимального количества направлений связи с заданной степенью пересечения их элементов, которые возможно построить через выбранные УС.

Таблица 3. Матрица расстояний между УС в выбранной паре областей

$N_{\text{области}}$	$N_{\text{УС}}$	C4			C5		
		18	25	43	17	52	53
C4	18	0	0,3	0,73	1	0,82	0,8
	25	0,3	0	0,45	1,45	1,26	1,1
	43	0,73	0,45	0	1,7	1,65	1,67
C5	17	1	1,45	1,7	0	0,23	0,9
	52	0,82	1,26	1,65	0,23	0	0,53
	53	0,8	1,1	1,67	0,9	0,53	0

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, за счет трансформации исходной ИТКС, изменения ее логической и физической связанности, повышается доступность инфокоммуникационных ресурсов подвижным пунктам управления корпоративной системы управления, что позволяет обеспечить заданные требования по своевременности представления информационных ресурсов органам управления, размещенным на подвижных пунктах управления, в условиях динамического изменения состояния корпоративной системы управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов С.А. Методика обеспечения информационного обмена корреспондентов, местоположение которых нестационарно, а перемещение сопровождается отключением корреспондентов от сети связи. // Известия СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2022, №1. – С. 30-39.
2. Смирнов И.Ю. Методика оценки доступности инфотелекоммуникационных ресурсов сетей связи общего пользования в районе применения мобильных элементов системы управления специального назначения. // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму, 2022, №9-10 (171-172). – С. 72-81.
3. Солонская О.И., Новиков С.Н. Критерий выбора ресурсов для обеспечения доступности информации в сетях связи. // Проблемы информатики, 2009, №S1. – С. 37-40.
4. Сызранцев Г.В. Доступность ресурса системы связи. // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук, 2012, №4 (74). – С. 78-82.
5. Козориз Д.А. Исследование доступности системы связи при сетецентрическом варианте ее построения. // Известия Института инженерной физики, 2021, №1 (59). – С.38-41.
6. Смирнов И.Ю., Стародубцев Ю.И., Иванов С.А., Вершенник Е.В., Закалкин П.В., Васильев А.П., Федоров В.Г., Вершенник А.В. Способ оценки информированности об источнике деструктивных воздействий на структуру корпоративной системы управления. RU 2764390 C1, заяв. 15.07.2020, опубл. 17.01.2022.
7. Пермяков А.С., Смирнов И.Ю. Система мониторинга и паспортизации волоконно-оптической инфраструктуры сетей связи общего пользования на основе интерферометрических методов. // В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2022). XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. СПб: СПб ГУТ, 2022. – С. 737-742.
8. Сивоголовко Е.В. Методы оценки качества четкой кластеризации // Компьютерные инструменты в образовании, 2011, № 4. – С. 14-31.
9. Сухорукова Е.В. Моделирование сетей связи с учетом топологических и структурных неоднородностей / Е.В.Сухорукова, Ю.И. Стародубцев, И.С.Беликова, П.В. Закалкин // Информационные системы и технологии, 2017, № 2 (100). – С. 93 – 101.
10. Загоруйко Н.Г. Методы распознавания и их применение. М.: Советское радио.1972. 208 с.

REFERENCES

1. Ivanov S.A. Methodology for ensuring the information exchange of correspondents whose location is not stationary, and the movement is accompanied by the disconnection of correspondents from the communication network. // Izvestiya SPbSETU LETI, 2022, No. 1. – pp. 30-39.
2. Smirnov I.Y. Methodology for assessing the availability of infotelecommunication resources of public communication networks in the area of application of mobile elements of a special purpose control system. // Questions of defense equipment. Series 16: Technical means of countering terrorism, 2022, №9-10 (171-172). – Pp. 72-81.
3. Solonskaya O.I., Novikov S.N. The criterion for selecting resources to ensure the availability of information in communication networks. // Problems of Informatics, 2009, No. S1. – pp. 37-40.

4. Syzrantsev G.V. Availability of the communication system resource. // News of the Russian Academy of Rocket and Artillery Sciences, 2012, №4 (74). – Pp. 78-82.
5. Kozoriz D.A. Investigation of the availability of a communication system with a network-centric version of its construction. // Proceedings of the Institute of Engineering Physics, 2021, №1 (59). – Pp.38-41.
6. Smirnov I.Y., Starodubtsev Y.I., Ivanov S.A., Vershennik E.V., Zakalkin P.V., Vasiliev A.P., Fedorov V.G., Vershennik A.V. Method of assessing awareness about the source of destructive influences on the structure of the corporate management system. RU 2764390 C1, application. 15.07.2020, publ. 17.01.2022.
7. Permyakov A.S., Smirnov I.Y. Monitoring and certification system of fiber-optic infrastructure of public communication networks based on interferometric methods. // In the collection: Actual problems of infotelecommunications in science and education (APINO 2022). XI International Scientific-technical and Scientific-methodological Conference. St. Petersburg: St. Petersburg GUT, 2022. – pp. 737-742.
8. Sivogolovko E.V. Methods for assessing the quality of clear clustering // Computer tools in education, 2011, No. 4. – pp. 14-31.
9. Sukhorukova E.V. Modeling of communication networks taking into account topological and structural heterogeneities / E.V.Sukhorukova, Y.I. Starodubtsev, I.S.Belikova, P.V. Zakalkin // Information systems and technologies, 2017, № 2 (100). – P. 93 – 101.
10. Zagoruiko N.G. Recognition methods and their application. M.: Soviet radio.1972. 208 p.

ПОДХОД К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

А. В. Писной¹

¹Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (ГУ «НИИ ВС РБ»), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В докладе рассматривается оценивание качества функционирования протоколов маршрутизации на пакетной транспортной сети связи. В качестве показателей оценки предложено использовать коэффициент выполненных требований для направлений и сети связи, коэффициент загруженности линий, направлений и сети связи. Определен критерий выбора предпочтительного протокола маршрутизации для пакетной транспортной сети связи.

Ключевые слова: качество, протокол маршрутизация, пакетная транспортная сеть связи.

AN APPROACH TO ASSESSING THE QUALITY OF FUNCTIONING OF ROUTING PROTOCOLS ON A PACKET TRANSPORT COMMUNICATION NETWORK

A. V. Pisnoy¹

¹State Institution "Scientific Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus" (SI «SRI of the AF of the RB»), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The report examines the evaluation of the quality of the functioning of routing protocols on a packet transport communication network. As evaluation indicators, it is proposed to use the coefficient of fulfilled requirements for directions and communication network, the coefficient of congestion of lines, directions and communication network. The criterion for choosing the preferred routing protocol for a packet transport communication network is defined.

Keywords: quality, routing protocol, packet transport communication network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Эффективное управление войсками (силами) определяется параметрами и характеристиками построенной для этой цели системой военной связи. Современные системы связи, с одной стороны решают задачи обеспечения своевременной и достоверной передачи всех информационных потоков в процессе управления, с другой стороны она должна соответствовать требованиям предъявляемыми к ней, в том числе по устойчивости и живучести при воздействии противника [1]. Особенностью систем связи является то, что на нее могут воздействовать как физически (нанесение ударов, уничтожения), так и за счет применения средств радиоэлектронного подавления. В том и в другом случае это приводит к полной потери информации в процессе управления или к утрате ее оперативной ценности. Не стоит забывать, что исход современной вооруженной борьбы напрямую зависит от достоверности, полноты и своевременности информации необходимой для оценки обстановки и принятия обоснованных решений. В такой борьбе побеждает тот, кто наиболее эффективно будет использовать находящееся в распоряжении систему вооружения и обеспечивающие ее системы (такую как, система связи).

Известно, что транспортная сеть военной связи, а также ее существующий пакетный сегмент, является элементов современной системы военной связи. Поэтому проблема оценки ее эффективности является такой же перспективной и актуальной вопросом, как для систем связи, так и для систем управления.

Стоит отметить, так как основная функция транспортной сети связи – своевременная и достоверная передача (прием) заданных информационных потоков с заданным качеством в процессе управления войсками, то видно, что от распределения информационных потоков, определение маршрутов их передачи и продвижения их зависит не только эффективность работы такой сети, но и управление войсками в целом. В настоящий момент, на сетях военной связи данные задачи в автоматизированном режиме выполняют специальные программно-аппаратные средства (маршрутизаторы), в основе которых положены адаптивные алгоритмы маршрутизации. Данные алгоритмы в качестве приоритетных выбирают маршруты кратчайшие относительно определенной метрики. Таким образом для сети связи с заданной структурой различные алгоритмы маршрутизации выберут различные маршруты передачи. Таким образом, для лица, принимающего решение на использование того или иного алгоритма маршрутизации необходимо иметь аппарат, который позволит это решение принять. В данной статье предложен подход к выбору показателей качества функционирования, которые позволят более эффективно использовать ресурсы пакетной транспортной сети связи.

2. АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛА МАРШРУТИЗАЦИИ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

Алгоритм предназначен для обеспечения целесообразности выбора протокола маршрутизации для работы на заданной транспортной сети связи.

Выполнение алгоритма можно представить в виде структурной схемы состоящий из 4 этапов (рисунок 1.)

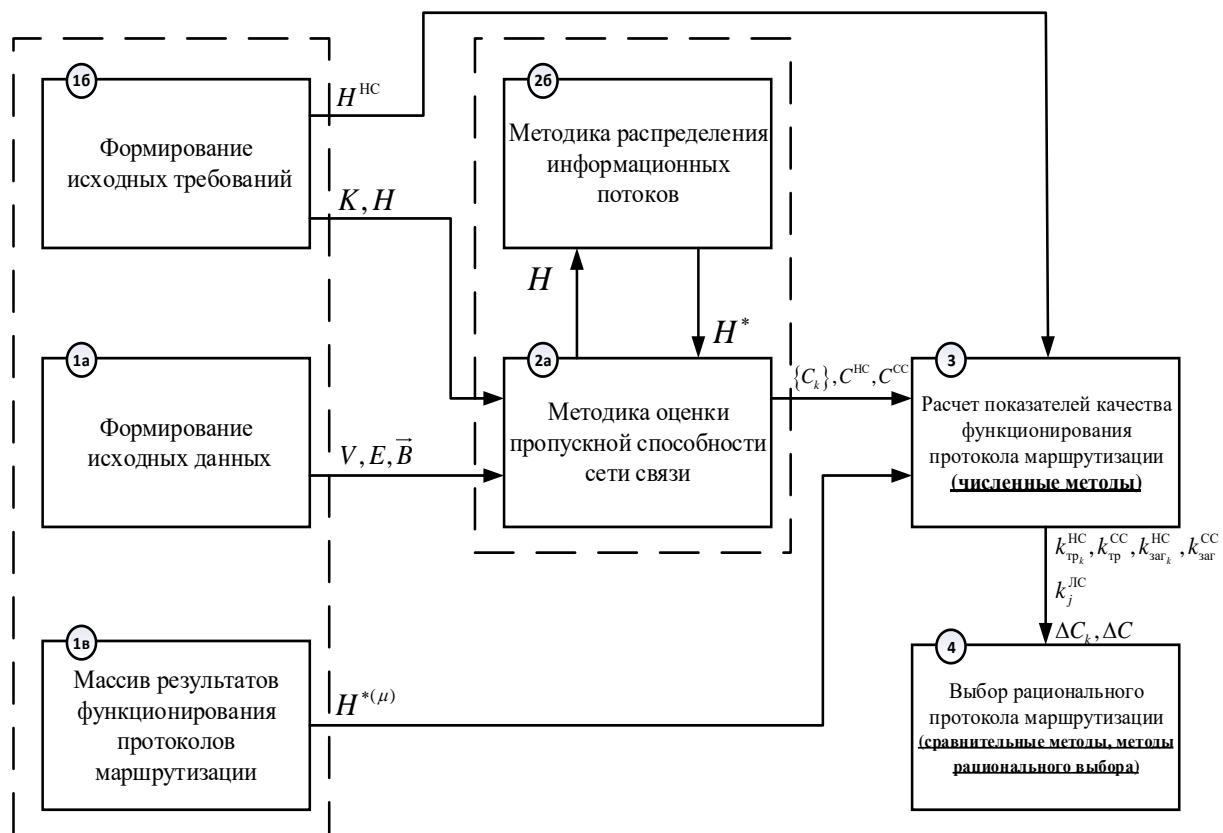


Рис. 1. Структурная схема выполнения алгоритма.

На **первом этапе** формируются исходные данные и исходные требования. В качестве исходных данных используется множество узлов связи (V) и линии связи между ними (E) с заданным вектором пропускных способностей для них (\vec{B}). Эти параметры предназначены для описания структуры сети связи. В качестве исходных требований задаются: множество корреспондирующих пар узлов ($Z = \{z_k\}, k = \overline{1, K}$, где K – количество направлений связи) и требования по передачи информационных потоков между ними ($H = \{h_k\}, k = \overline{1, K}$). На основании этого формируется матрица требований H^{HC} . Нумерации требований по передаче множества $\{h_k\}$ соответствуют ненулевые элементы матрицы H^{HC} , размещенные выше главной диагонали матрицы построчно слева направо, начиная с первой строки. Элементы матрицы H^{HC} , номерам строк и столбцов которых не соответствуют номера узлов связи из корреспондирующих пар узлов, не определены, равно как и элементы главной диагонали матрицы. Таким образом искомая матрица принимает вид:

$$H^{HC} = \begin{vmatrix} - & h_{12} & h_{13} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & - & - & \dots & h_{2N} \\ h_{31} & - & - & \dots & - \\ \dots & \dots & \dots & - & \dots \\ h_{N1} & h_{N2} & - & \dots & - \end{vmatrix} \quad (1)$$

На **втором этапе** выполняется оценка пропускной способности для заданной сети связи во взаимодействии с распределением информационных потоков в зависимости от предъявляемых требований по передаче информационных потоков описанная в [2]. В результате получаем величины пропускных способностей для каждого заданного направления связи представленные в виде множества $\{C_k\}$ и матрицы (формируется аналогично матрице H^{HC}):

$$C^{HC} = \begin{vmatrix} - & C_{12} & C_{13} & \dots & C_{1N} \\ C_{21} & - & C_{23} & \dots & C_{2N} \\ C_{31} & C_{32} & - & \dots & C_{3N} \\ \dots & \dots & \dots & - & \dots \\ C_{N1} & C_{N2} & C_{N3} & \dots & - \end{vmatrix} \quad (2)$$

а также пропускную способность сети связи:

$$C^{CC} = \sum_{k=1}^K C_k \quad (3)$$

Известно, что на сети связи может функционировать один из нескольких протоколов маршрутизации, в результате работы которого определяется вариант распределения, хранящийся в массиве (блок 3). Этот результат описывается величинами распределённых информационных потоков для каждого направления связи представленные в виде множества:

$$H^* = \{h_k^*\}, k = \overline{1, K} \quad (4)$$

Третий этап предназначен для расчета показателей оценки качества функционирования протоколов маршрутизации с использованием численных методов. В качестве основного показателя предложено использовать коэффициент выполнения требований по передаче информационных потоков для направлений связи и сети связи.

Выбор этого показателя обусловлен целевым предназначение транспортной сети связи, а именно своевременной и достоверной передачей всех потоков информации [3]. Данний коэффициент определяется по формуле:

для направлений связи:

$$k_{\text{tp}_k}^{\text{HC}} = \frac{h_k^*}{h_k}, \quad k = \overline{1, K} \quad (5)$$

для сети связи:

$$k_{\text{tp}}^{\text{CC}} = \frac{\sum_k h_k^*}{\sum_k h_k}, \quad k = \overline{1, K} \quad (6)$$

В качестве дополнительных показателей предложено использовать:

коэффициент загруженности направлений связи:

$$k_{\text{заг}_k}^{\text{HC}} = \frac{h_k^*}{C_k}, \quad k = \overline{1, K} \quad (7)$$

и сети связи:

$$k_{\text{заг}}^{\text{CC}} = \frac{\sum_k h_k^*}{C^{\text{CC}}}, \quad k = \overline{1, K} \quad (8)$$

резерв ресурсов направлений связи по пропускной способности:

$$\Delta C_k = C_k - h_k^*, \quad \forall k = \overline{1, K} \quad (9)$$

и сети связи по пропускной способности:

$$\Delta C = C^{\text{CC}} - \sum_k h_k^*, \quad \forall k = \overline{1, K} \quad (10)$$

коэффициент использования линий связи:

$$k_j^{\text{ЛС}} = \frac{\sum_k \beta_{j,k} \cdot h_k^*}{b_j}, \quad j = \overline{1, m}, \quad k = \overline{1, K} \quad (11)$$

где $j = \overline{1, m}$ – порядковый номер линии связи (m – количество линий связи); b_j – пропускная способность j -ой линии связи; $\beta_{j,k}$ – булев коэффициент, который равен 1, если j -я линия связи входит в маршрут по которому передается k -ый информационный поток, и равна 0, если не входит.

На четвертом этапе по полученным показателям выбирается наиболее приемлемый вариант распределения информационных потоков на транспортной сети связи (а также протокол маршрутизации) в соответствии со складывающейся обстановкой.

Критерием выбора распределения, а также протокола маршрутизации, является максимальное значение коэффициента выполнения требования по передаче информационных потоков. В случае если для нескольких вариантов показатели имеют одинаковое значение, то предпочтительный вариант выбирается по минимальному значению коэффициента загрузки, так как при минимальной загрузке сети связи она обладает большим резервом по пропускной способности.

3. ПРИМЕР ВЫБОРА ВАРИАНТА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ПРОТОКОЛА МАРШРУТИЗАЦИИ

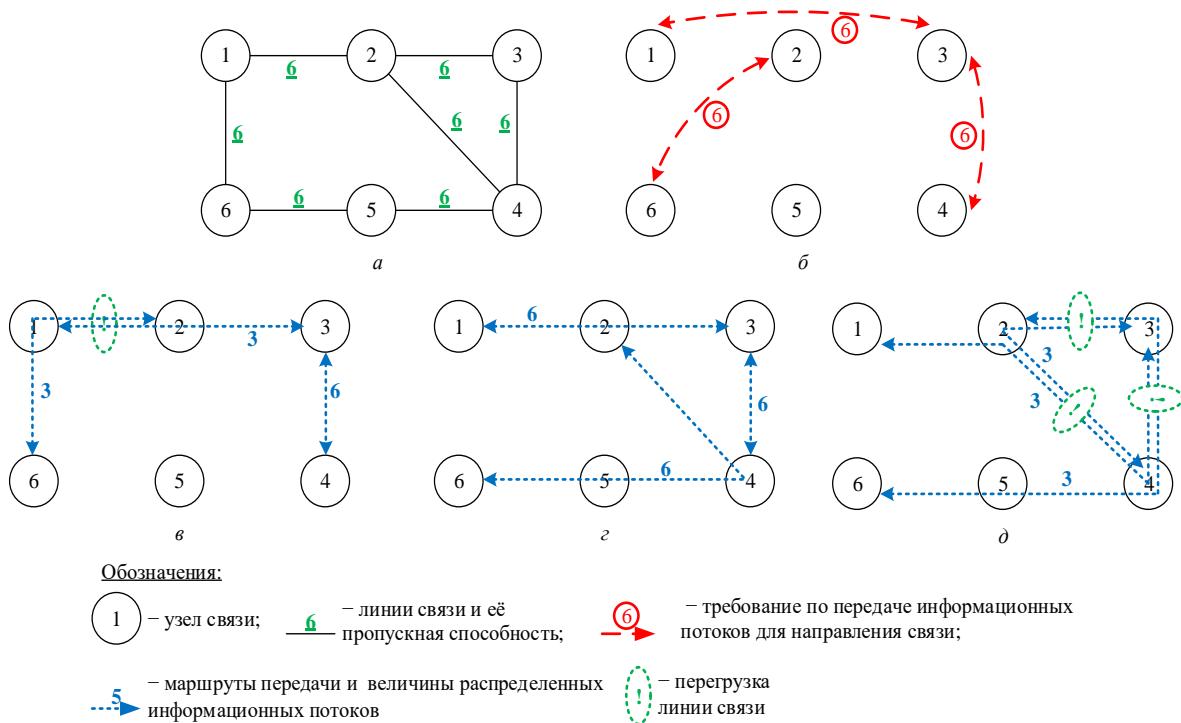


Рис. 2. Расчетные схемы:
 а – сеть связи, б – направления связи,
 в-д – варианты распределения информационных потоков

Расчетная сеть связи (рисунок 2а) состоит из шести узлов связи и семи линий связи с пропускными способностями равными:

$$\vec{B} = (b_{12}, b_{23}, b_{34}, b_{45}, b_{56}, b_{61}, b_{24}) = (6, 6, 6, 6, 6, 6, 6) \text{ Мбит/с} \quad (12)$$

На заданной сети связи необходимо организовать информационные направления (рисунок 2б):

от узла 1 к узлу 3 – $h_{13} = h_1 = 6$ Мбит/с;

от узла 2 к узлу 6 – $h_{26} = h_2 = 6$ Мбит/с;

от узла 3 к узлу 4 – $h_{34} = h_3 = 6$ Мбит/с.

Таким образом требования по передаче информационных потоков представлены в виде множества $H = \{h_1, h_2, h_3\} = \{6, 6, 6\}$ Мбит/с и в виде матрицы:

$$H^{\text{HC}} = \begin{vmatrix} - & - & h_{13} & - & - & - \\ - & - & - & - & - & h_{26} \\ h_{31} & - & - & h_{34} & - & - \\ - & - & h_{43} & - & - & - \\ - & - & - & - & - & - \\ - & h_{62} & - & - & - & - \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} - & - & 6 & - & - & - \\ - & - & - & - & - & 6 \\ 6 & - & - & 6 & - & - \\ - & - & 6 & - & - & - \\ - & - & - & - & - & - \\ - & 6 & - & - & - & - \end{vmatrix} \quad (13)$$

Определим возможные маршруты передачи для этих направлений связи и представим их в виде таблицы 1.

Таблица 1. Маршруты передачи информационных потоков

№№	Направление связи	Маршрут передачи
1	узла 1 к узлу 3	1 – 2 – 3
		1 – 2 – 4 – 3
		1 – 6 – 5 – 4 – 2 – 3
		1 – 6 – 5 – 4 – 3
2	узла 2 к узлу 6	2 – 1 – 6
		2 – 3 – 4 – 5 – 6
		2 – 4 – 5 – 6
3	узла 3 к узлу 4	3 – 2 – 1 – 6 – 5 – 4
		3 – 2 – 4
		3 – 4

Чтобы организовать передачу информационного потока для данных направлений связи необходимо использовать один маршрут из определенных. Выбор одного маршрута обусловлен трудностями восстановления данных из пакетов информации, переданных по маршрутам с различной метрикой через транспортную сеть связи [4]. С учетом этого, количество возможных вариантов распределения информационных рассчитывается по формуле:

$$N = N_1 \cdot N_2 \cdot N_3 = 4 \cdot 3 \cdot 3 = 36 \quad (14)$$

где N_1, N_2, N_3 – количество маршрутов передачи информационных потоков для первого, второго и третьего информационного направления.

В соответствии с методикой представленной в [2] проводим оценку пропускной способности заданной сети связи с заданной конфигурацией информационных направлений. Таким образом определяем пропускную способность направлений связи: в виде множества:

$$C = \{C_1, C_2, C_3\} = \{C_{13}, C_{26}, C_{34}\} = \{C_{31}, C_{62}, C_{43}\} = \{6, 6, 6\} \text{ Мбит/с} \quad (15)$$

в виде матрицы:

$$C^{\text{HC}} = \begin{vmatrix} - & - & c_{13} & - & - & - \\ - & - & - & - & - & c_{26} \\ c_{31} & - & - & c_{34} & - & - \\ - & - & c_{43} & - & - & - \\ - & - & - & - & - & - \\ - & c_{62} & - & - & - & - \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} - & - & 6 & - & - & - \\ - & - & - & - & - & 6 \\ 6 & - & - & 6 & - & - \\ - & - & 6 & - & - & - \\ - & - & - & - & - & - \\ - & 6 & - & - & - & - \end{vmatrix} \quad (16)$$

Пропускная способность сети связи рассчитывается:

$$C^{\text{CC}} = \sum_{k=1}^K C_k = C_1 + C_2 + C_3 = 6 + 6 + 6 = 18 \text{ Мбит/с} \quad (17)$$

Обеспечение обмена всеми видами информации на заданной пакетной транспортной сети связи организовывается с помощью программно-аппаратных средств – маршрутизаторов. Работа маршрутизаторов основана на применении статических или адаптивных алгоритмов маршрутизации (протоколы OSPF, RIP, BGP) [4], которые позволяют распределить информационные потоки по оптимальным маршрутам передачи. На рисунке 2 представлены три варианта распределения информационных потоков, которые соответствуют результатам работы протокола маршрутизации OSPF (рисунок 2 в) и статической маршрутизации (рисунок 2 д), выполнения методики распределения информационных потоков (рисунок 2 г).

В соответствии с данными распределениями определим показатели оценки функционирования протоколов маршрутизации по формулам (5) – (10) и полученные результаты сведем в таблицу 2.

Таблица 2. Результаты расчета показателей

Вариант	КПУ	h_k	Маршрут	h_k^*	H^*	C_k	C	$k_{заг_k}^{HC}$	$k_{заг}^{CC}$	$k_{tp_k}^{HC}$	k_{tp}^{CC}
Протокол OSPF	1-3	6	1-2-3	3	12	6	18	0.5	0.66	0.5	0.66
	2-6	6	2-1-6	3		6		0.5		0.5	
	3-4	6	3-4	6		6		1		1	
Методика распределения	1-3	6	1-2-3	6	18	6	18	1	1	1	1
	2-6	6	2-4-5-6	6		6		1		1	
	3-4	6	3-4	6		6		1		1	
Статич. марш-ция	1-3	6	1-2-4-3	3	9	6	18	0.5	1	0.5	0.5
	2-6	6	2-3-4-5-6	3		6		0.5		0.5	
	3-4	6	3-2-4	3		6		0.5		0.5	

Таким образом, основываясь на результатах расчет, можно сделать вывод, что наиболее предпочтительным, для заданной сети связи с заданной конфигурацией информационных направлений, является распределение информационных потоков с помощью методики распределения, потому что именно этот вариант имеет максимальное значение коэффициента выполненных требований.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный подход к оценке качества функционирования протокола маршрутизации предназначен для обоснованного принятия решения на использование того или иного протокола маршрутизации в соответствии со складывающейся обстановкой. Данный алгоритм позволяет получить дополнительные показатели (резерв сети и направлений связи по пропускной способности, загрузка линий, направлений и сети связи), которые расширяют возможности должностях лиц по эффективному использованию пакетной транспортной сети связи.

Реализация алгоритма возможна в математическом программном обеспечении *Matlab* или в специальном программном обеспечении, разработанном на известных языках программирования. В перспективе разработанный продукт может использоваться для поддержки принятия решения должностными лицами органов управления связи при планировании и эксплуатации сетей связи.

ЛИТЕРАТУРА

- Боговик А.В., Игнатов В.В. Эффективность систем военной связи и методы ее оценки. СПб.: ВАС, 2006 г. - 184 с.
- Писной А.В., Байдаков М.Н. Усовершенствованная методика оценки пропускной способности цифровой сети связи // Наука и военная безопасность, 2022, №4 - С. 10-14.
- Рогинский В. Н. Теория сетей связи: учебник для ВУЗов связи / Харкевич А. Д., Шпенс М. А., Давыдов Г. Б., Толчан А. Я.// М.: Радио и связь, 1981. - 192 с.
- Олифер В., Олифер Н. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: М.: Питер, 2017 г. - 992 с.

REFERENCES

1. Bogovik A.V., Ignatov V.V. Effectiveness of military communication systems and methods her estimates. St. Petersburg: VAS, 2006 - 184 p.
2. Pisnoy A.V., Baidakov M.N. Improved methodology for assessing the bandwidth of a digital communication network // Science and military security, 2022, No. 4 - pp. 10-14.
3. Roginskiy V. N. Communication network theory: textbook for communication universities/ Kharkevich A. D., Spence M. A., Davydov G. B., Tolchan A.Y./ M.: Radio and communication, 1981. - 192 p.
4. Olifer V., Olifer N. Computer networks. Principles, technologies, protocols: M.: Peter, 2017 - 992 p.

ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО РАСЧЕТУ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ АППАРАТНЫХ (СТАНЦИЙ) УЗЛА СВЯЗИ

В. П. Хоборова, М. А. Коротаева

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
г. Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Аннотация. В статье представлена программа для нахождения потребляемой мощности аппаратных (станций) узла связи. Разработанная программа позволит автоматизировать процесс вычислений суммарной потребляемой мощности аппаратными (станциями) при минимальных и максимальных энергозатратах, определения выделяемой мощности от электропитающих станций и оставшейся в резерве мощности.

Ключевые слова: узел связи, электроснабжение.

PROPOSAL FOR CALCULATING THE POWER CONSUMPTION OF THE COMMUNICATION NODE HARDWARE (STATIONS)

V. P. Khoborova, M. A. Korotaeva

Military telecommunication's academy named after Marshal of the Soviet Union
S.M. Budyonny, St. Petersburg, Russian Federation.

Abstract. The article presents a program for finding the power consumption of the communication node hardware (stations). The developed program will automate the process of calculating the total power consumption by hardware (stations) at minimum and maximum energy consumption, determining the allocated power from power supply stations and the remaining power in reserve.

Keywords: communication center, power supply.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из наиболее важных условий эффективной эксплуатации и функционирования узла связи является бесперебойное электропитание всех его элементов, для чего на этапе планирования боевого применения узла связи выполняется схема электроснабжения и расчет потребляемой и резервной мощности аппаратных (станций), входящих в состав узла связи. Так как количество единиц техники на узле связи в среднем более двадцати, то расчет потребляемой и резервной мощности аппаратных (станций) является трудоемким процессом, занимающим большое количество времени.

2. ОПИСАНИЕ ПРЕДЛОЖЕНИЯ

Для автоматизации расчета практических задач по нахождению потребляемой и резервной мощности аппаратных (станций) узла связи была разработана программа по расчету данных задач посредством создания специально интегрированной среды разработки Microsoft Office Access 2010.

Настоящая программа предназначена для выполнения расчёта суммарной потребляемой мощности аппаратными (станциями) при минимальных и максимальных энергозатратах, определения выделяемой мощности от электропитающих станций (ЭПС) и оставшейся в резерве мощности (Рис. 1). Программа выполнена на электронно-вычислительной машине типа *IBM*-совместимый компьютер с оперативной системой

семейства Windows с использованием программы Microsoft Office Access 2010. Объём программы составляет 3,44 Мб.

Аппаратные (станции)							
Код	Тип аппарат	Количество	итог макс	итог мин	итог мощнои	итог в резер	итог резерв.
1 МТК	1		5000	4000	0	-5000	-4000
2 АПЕ-5	1		15000	6000	0	-15000	-6000
3 83т212	1		28000	22000	0	-28000	-22000
4 П-260-О	1		12500	8000	0	-12500	-8000
5 П-260-У	1		12500	8000	0	-12500	-8000
7 П-260-Т	1		12500	8000	0	-12500	-8000
8 П-391П1М	1		3500	2000	0	-3500	-2000
9 П-244И-4	1		16000	8000	0	-16000	-8000
10 П-261	1		10000	4000	0	-10000	-4000
11 П-230Т	1		4000	2500	0	-4000	-2500
12 Р-149АКШ1	1		3500	2000	0	-3500	-2000
13 Р-149МА1	1		2500	2000	0	-2500	-2000
14 Р-166-0,5	1		3500	2000	0	-3500	-2000
15 Р-176-1А	1		20000	16000	0	-20000	-16000
16 Р-176-5ПРД	1		30000	28000	0	-30000	-28000
17 Р-176-5ПРМ	1		8000	4000	0	-8000	-4000
18 Р-176У	1		30000	24000	0	-30000	-24000
19 Р-176ПУ	1		8000	3000	0	-8000	-3000
20 Р-441ЛМ	1		4800	3600	0	-4800	-3600
21 Р-441ОВ	1		4800	3600	0	-4800	-3600
22 Р-441-УВ	1		8000	4000	0	-8000	-4000
23 Р-439МД2	1		4000	3000	0	-4000	-3000
24 Р-419Л1	1		4000	2000	0	-4000	-2000
25 Р-431АМ	1		8000	4500	0	-8000	-4500
26 Р-416ГМ	1		5000	2500	0	-5000	-2500
27 Р-423АМ	1		8000	4500	0	-8000	-4500
28 П-266К	1		7000	2500	0	-7000	-2500
29 П-252М2	1		10000	4000	0	-10000	-4000
30 П-238ТК1	1		8200	2800	0	-8200	-2800

Рис. 1. Интерфейс программы потребляемой мощности аппаратных (станций) узла связи
При определении мощности аппаратных (станций) узла связи принят следующий подход:

В качестве входных, для работы программы используются следующие данные:

- тип аппаратных (станций) во всплывающем списке. (рисунок 2)

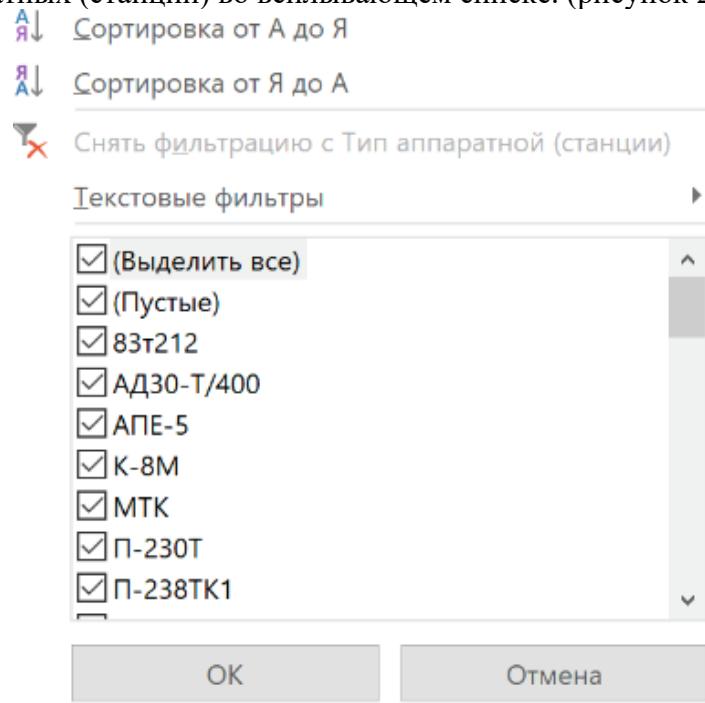


Рис. 2. Выбор необходимой аппаратной (станции) для расчета потребляемой мощности из списка

- количество единиц аппаратных (станций) – по умолчанию это 1, при необходимости есть возможность выбора необходимого количества (рисунок 3).

Аппаратные (станции)							
Код	Тип аппарат	Количество	итог макс	итог мин	итог мощнос	итог в резер	итог резерв
1 МТК	1	1	5000	4000	0	-5000	-4000
2 АПЕ-5	1		15000	6000	0	-15000	-6000
3 83т212	1		28000	22000	0	-28000	-22000
4 П-260-О	1		12500	8000	0	-12500	-8000
5 П-260-У	1		12500	8000	0	-12500	-8000
7 П-260-Т	1		12500	8000	0	-12500	-8000
8 П-391П1М	1		3500	2000	0	-3500	-2000
9 П-244И-4	1		16000	8000	0	-16000	-8000
10 П-261	1		10000	4000	0	-10000	-4000

Рис. 3. Изменение количества каждого типа аппаратной (станции)

Блок-схема расчёта количественных характеристик представлена на (рисунок 4).



Рис. 4. Блок-схема расчёта оценочных показателей (оценок) в ходе выполнения практических задач

Алгоритм выполнения программы последовательно осуществляет:

Этап 1. После установки программы в исходное положение, выбор исходного файла.

Этап 2. Выбор аппаратных (станций) используемых при расчетах.

Этап 3. Ввод необходимого количества единиц аппаратных (станций).

Этап 4. Вывод результатов в нижней строке таблицы.

Этап 5. Принятие решения об изменении параметров исходных данных. При изменении параметров выполняется *Этап 1*.

Этап 6. Копирование полученных значений в заготовку таблицы результат вычислений.doc для удобства анализа данных и принятия решения.

Этап 7. Принятие решения о дальнейшем продолжении проведения расчётов. В случае принятия отрицательного решения выполнение программы завершается.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предполагается, что с помощью программы уменьшается время расчета количественных показателей потребляемой и резервной мощности узла связи. Действия лиц, производящих расчет потребляемой мощности аппаратных (станций) узла связи, автоматизируются, вследствие чего повышается эффективность и достоверность полученных значений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электроснабжение подвижных пунктов управления. URL: https://ozlib.com/853624/tehnika/sistema_elektrosnabzheniya_podvizhnyh_punktov_upravleniya_chasti_podrazdeleniya_punkte_postoyannoy_dislokats#963

REFERENCES

1. Power supply of mobile control points. URL: https://ozlib.com/853624/tehnika/sistema_elektrosnabzheniya_podvizhnyh_punktov_upravleniya_chasti_podrazdeleniya_punkte_postoyannoy_dislokats#963

ПРОФИЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

О. М. Лепешкин¹, О. А. Остроумов², А. Д. Синюк², А. В. Вершенник², М. А. Остроумов²

¹Санкт-Петербургский Политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия

²Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (Военная академия связи), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Современные технические системы выполняют большое количество задач и функций и представляют собой сложные объекты. Нарушение функционирования таких систем может приводить к тяжелым последствиям и влиять на другие системы. В работе представлен подход к формированию профиля функционирования сложной технической системы. Основное предназначение профиля – использование в системе контроля для выявления нарушений функционирования системы. Результаты использования профиля являются основой обеспечения устойчивого функционирования сложной технической системы.

Ключевые слова: критическая информационная инфраструктура, критически важный объект, устойчивость функционирования, система управления, система связи, процессный подход.

FUNCTIONING PROFILE OF A COMPLEX TECHNICAL SYSTEM

O. M. Lepeshkin¹, O. A. Ostroumov², A. D. Sinyuk², A. V. Vershennik², M. A. Ostroumov²

¹Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia

²Military Orders of Zhukov and Lenin Red Banner Academy of Communications. Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny (Military Academy of Communications), St. Petersburg, Russia

Abstract. Modern technical systems perform a large number of tasks and functions and are complex objects. Failure of such systems can lead to serious consequences and affect other systems. The paper presents an approach to the formation of a complex technical system functioning profile. The main purpose of the profile is to use it in the control system to detect system malfunctions. The results of using the profile are the basis for ensuring the stable functioning of a complex technical system.

Keywords: critical information infrastructure, critically important object, stability of operation, control system, communication system, process approach.

1. ВВЕДЕНИЕ

Различные технические системы и их элементы давно вошли в нашу повседневную жизнь. Сложность таких систем обусловлена количеством элементов, входящих в ее состав, выполняемых функций и задач. Наряду со сложностью данные системы и их элементы часто обладают определенной критичностью для человека, организации, компании, ведомства, общества и государства. Критичность обусловлена потенциальными последствиями нарушением их функционирования, т.е. неспособности выполнить в определенный момент времени, требуемый перечень задач и функций, независимо от причин возникновения [1-4].

Особое место занимают системы связанные с обработкой информации, такие как информационные системы, системы связи, системы управления,

инфотелекоммуникационные и телекоммуникационные системы [2, 5]. Нарушение обмена информацией, отсутствие связи в системе управления, системе обеспечения различных процессов могут привести к тяжелым последствиям. Возникает необходимость обеспечения устойчивого функционирования таких систем и их элементов, при этом, в первую очередь, процесса функционирования, т.е. выполнения системой функций и задач в установленное время [6, 7, 8].

В системах управления используются системы контроля и мониторинга состояния [9-12]. Традиционно контроль и мониторинг системы происходит через контроль и мониторинг ее элементов и осуществляется на всех элементах постоянно, что для сложных технических систем создает определенные трудности, заключающиеся в больших энергетических, материальных и временных затратах на осуществление данных мероприятий, а также не учитывают критичность системы и ее элементов. Кроме этого возникает вопрос оптимальности периодичности контроля состояния системы, а также не учитывает функционального состояния системы. Требуется разработка инструмента, позволяющего устранить данные недостатки системы контроля [1, 5, 10]. В работе предлагается рассмотреть подход к разработке такого инструмента – профиля функционирования системы.

Под профилем функционирования (ПФ) сложной технической системы (СТС) будем понимать совокупность взаимосвязанных характеристик системы (сети), описывающих процесс функционирования системы (сети) и характеризующих выполнение ее целевого предназначения на ограниченном отрезке времени.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Общий подход к формированию профиля функционирования СТС

ПФ СТС предназначен для специалистов в области обеспечения функциональной устойчивости СТС (специалисты технического обеспечения, автоматизированных систем управления, должностные лица, занимающиеся мониторингом и контролем функционирования систем, лиц, занимающихся проектированием и построением СТС), кроме этого информация о понимании процессов формирования и использования профиля функционирования СТС может использоваться в системах поддержки принятия решения и системах управления СТС.

Исходные данные для построения профиля функционирования СТС:

СТС, описываемая графиком G , состоящим из множества узлов N и связей между ними N_{ij} ;

множество технических средств N_k , находящихся на элементах СТС;

множество ресурсов E , задач Z , функций F , целей A системы и требований T , предъявляемых к ней.

На основании исходных данных о ресурсном обеспечении системы, ее целевого предназначения, реализованной в виде плана на определенный интервал времени, а также требований, предъявляемых к системе, ее элементам и процессу ее функционирования определяется множество задач, функций, требований, целей системы, позволяющих выполнить целевое назначение и определяют требуемый для этого ресурс СТС.

Предлагаемый подход к формированию профиля СТС разделим на четыре этапа, которые рассмотрим ниже (рис. 1).

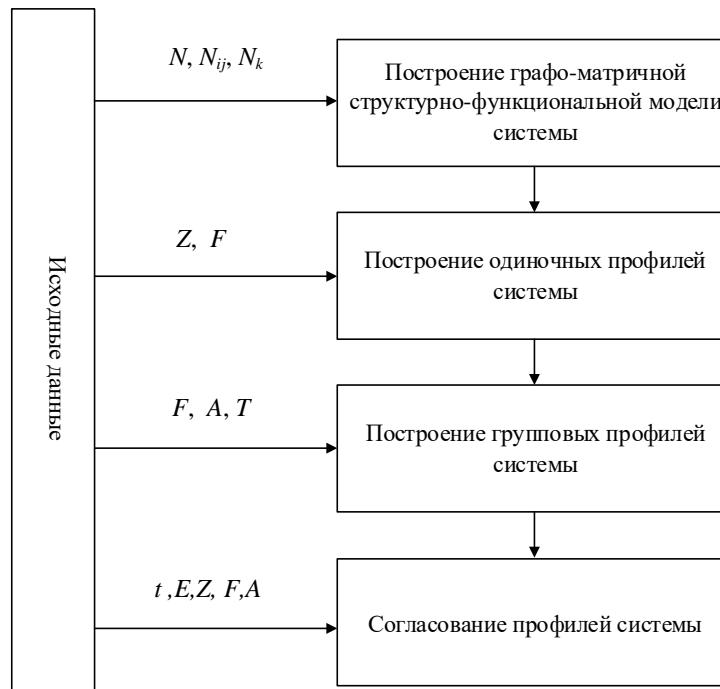


Рис. 1 Структура метода формирования профиля СТС.

Первый этап - построение графо-матричная структурно-функциональная модели СТС [10, 13], представляющая собой граф характеризующий структуру системы, который описывается матрицами. Как правило, системы строятся на основе уже существующей системы за счет использования ее ресурсов. При построении профиля, если система не создается с нуля, необходимо исходить из уже существующей системы, ее возможностей и возможности реализации множества функций и задач с использованием разных связей между ее элементами. В зависимости от структуры системы можно определить тип и количество ресурса, который система может предоставить для выполнения задач и функций. Функциональная модель определяет перечень функций и задач которые может выполнить система сформированной структурой за счет имеющегося ресурса. Модель представляет собой зависимые ресурсы, задачи, функции, цели и требования, и описывается матрицами функционирования. Результатом построения модели является совокупность взаимосвязанных и взаимовложенных матриц, описывающих структуру системы связи и ее способность выполнить задачи, функции, цели и требования.

Второй этап – построение одиночных профилей функционирования СТС. Под одиночным профилем понимается функциональная характеристика элемента системы, для выполнения которой необходим только ресурс системы. При этом под ресурсом могут пониматься элементы, отдельные технические средства, их блоки и производные их функционирования. Тип используемого в системе ресурса зависит от потребностей проектировщиков системы и заданных ограничений. Одиночные профили строятся для элементов графо-матричной структурно-функциональной модели СТС. Результатом построения одиночных профилей является совокупность матриц, описывающих задачи и элементы системы.

Третий этап – формирование групповых профилей системы. Групповые ПФ представляют собой совокупность одиночных и групповых профилей системы, представленных в виде матриц и характеризующих выполнение системой функций, целей, требований. Формируются три типа групповых профилей: состоящие только из

одиночных профилей и состоящий только из групповых профилей, состоящий из одиночных и групповых профилей.

Четвертый этап – согласование одиночных и групповых профилей СТС, исходя из планируемого к выполнению целевого предназначения системы. На этом этапе осуществляется согласование одиночных и групповых профилей по влиянию друг на друга и времени выполнения.

Предназначение профиля функционирования СТС

Основным предназначением ПФ СТС является использование его как формализованного задания самой системе на функционирование и системе контроля для контроля функционирования, выявления различных ситуаций в результате которых может нарушаться функционирование системы, а также выявления критичности элементов системы, оценки ее функциональной устойчивости и критичности.

Под оценкой функциональной устойчивости системы понимается проверка выполнения системой сформированного профиля функционирования системы, характеризующего план функционирования системы.

Результаты оценки критичности и функциональной устойчивости системы могут использоваться в системе поддержки принятия решения, в первую очередь, для формирования сценариев действия должностных лиц или самой СТС для ухода от конфликта в системе, критичности и обеспечения устойчивости функционирования системы [13-15]. При этом, по мере развития системы, ее совершенствования и увеличения времени ее функционирования будет происходить постепенная автоматизация процессов обеспечения функциональной устойчивости, за счет оптимизации по сценариям при принятии решений на возникающие в системе события.

Результатом построения ПФ СТС должен стать продукт, описывающий структуру и функциональные возможности системы, направленный на решение задач вышестоящей системы и предназначенный для системы управления СТС и системы контроля ее функционирования [14-17].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый подход к построению профиля функционирования СТС позволяет сформировать хороший инструмент, который может использоваться в системах контроля и мониторинга СТС, при проектировании и построении систем, а также для описания процесса функционирования системы. Использование теории графов и теории матриц для формализации процесса функционирования системы позволит в режиме реального времени обнаруживать нарушения функционирования системы, а также определять на что это влияет, как их устраниТЬ и как результаты устранения повлияют на последующий процесс функционирования СТС. Кроме этого профиль функционирования СТС может использоваться для выявления критически важных элементов системы, как структурных, так и функциональных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Остроумов О.А. Методика обеспечения функциональной устойчивости системы связи // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения, 2022, №1. – с.30-38.
2. Лысов А.В. Обеспечение безопасности значимых объектов критической информационной инфраструктуры: Уч. пособие. СПб.: Медиапапир, 2019. – 314 с.
3. Климов С.М. Методика обеспечения устойчивости функционирования критической информационной инфраструктуры в условиях информационных воздействий / Климов С.М., Поликарпов С.В., Рыжов Б.С., Тихонов Р.И., Шпырня И.В. // Вопросы кибербезопасности, 2019, №6. – с. 37-48.

4. Filippo Curti, Jeffrey Gerlach, Sophia Kazinnik, Michael Lee, Atanas Mihov Cyber Risk Definition and Classification for Financial Risk Management // Federal Reserve Bank of Richmond. 2020.
5. Остроумов О. А. Методология обеспечения процесса устойчивого функционирования системы связи – критически важного объекта системы управления // Военная мысль, 2022, № 9. – с. 52-58.
6. Петренко С. А. Концепция поддержания работоспособности киберсистем в условиях информационно-технических воздействий // Труды ИСА РАН, 2009, Т. 41. – с. 175-193.
7. Тарасов А.А. Проблема обеспечения гарантоспособности информационных систем и пути ее решения // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций, 2000, № 32. – с. 78 - 80.
8. Стародубцев Ю.И. Техносферная война как основной способ разрешения конфликтов в условиях глобализации / Стародубцев Ю.И., Закалкин П.В., Иванов С.А. // Военная мысль, 2020, №10. – с.16-21.
9. Филатов В.А. Модель поведения автономного сценария в задачах управления распределенными информационными ресурсами / Филатов В.А., Козырь О.Ф. // Инженерный вестник Дона, 2013, №3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2013/1771.
10. Баленко Е.Г. Метод построения профиля функционирования сложной технической системы / Баленко Е.Г., Лаута О.С, Федоров В.Х., Лепешкин О.М., Остроумов О.А. // Инженерный вестник Дона, 2023, №2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2023/8183.
11. Аунг Чжо Мью Методика повышения эффективности управления ресурсоемкими задачами в распределенных вычислительных системах / Аунг Чжо Мью, Анисимов А.А., Гагарина Л.Г., Портнов Е.М. // Инженерный вестник Дона, 2022, №2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2022/6294.
12. Лепешкин О. М. Модель контроля информационной безопасности распределенной сети связи / Лепешкин О. М., Шуравин А. С., Пермяков А. С., Зройчиков П. С., Шимаров Е. В. // Известия Тульского государственного университета. Технические науки, 2020, № 12. – с. 250-255.
13. Одоевский С. М. Методика оценки устойчивости функционирования системы технологического управления инфокоммуникационной сетью специального назначения с заданной топологической и функциональной структурой / Одоевский С. М., Лебедев П. В. // Системы управления, связи и безопасности, 2021, № 1. – с. 152-189. DOI: 10.24411/2410-9916-2021-10107.
14. Коцыняк М.А. Управление системой обеспечения безопасности информационно-телекоммуникационной сети на основе алгоритмов функционирования искусственной нейронной сети / Коцыняк М.А., Карпов М.А., Лаута О.С., Дементьев В.Е. // Известия Тульского государственного университета. Технические науки, 2020, №4. – с. 3-10.
15. Burlov V., Uzun O., Grachev M., Faustov S., Sipovich D. Web-based power management and use model (2021) Advances in Intelligent Systems and Computing, 1258 AISC, pp. 629-641. Doi: 10.1007/978-3-030-57450-5_54.
16. Смирнов А.В. Базовый сценарий поддержки принятия решений на основе моделей жизни пользователей в цифровой среде / Смирнов А.В., Левашова Т.В., Петров М.В // Информационно-управляющие системы, 2021, № 4. – с. 47-60. doi: 10.31799/1684-8853-2021-4-47-60.
17. Лепешкин О.М. Подход к повышению скрытности системы телекоммуникационной связи от технической компьютерной разведки / Лепешкин О.М., Пермяков А.С.,

Кудрявцев А.М., Остроумов О.А. / Известия Тульского государственного университета. Технические науки, 2021, № 10. – с. 346-354.

REFERENCES

1. Ostroumov O.A. Methodology for ensuring the functional stability of the communication system // Voprosy radioelectronics. Series: TV Technique, 2022, № 1. – pp. 30-38.
2. Lysov A.V. Ensuring the significant objects security of critical information infrastructure: Uch. allowance. St. Petersburg: Mediapapir, 2019. - 314 p.
3. Klimov S.M. Methodology for ensuring the stability of critical information infrastructure functioning in the conditions of information impacts / Klimov S.M., Polikarpov S.V., Ryzhov B.S., Tikhonov R.I., Shpyrynya I.V. // Issues of cyber security, 2019, №6. - pp. 37-48.
4. Filippo Curti, Jeffrey Gerlach, Sophia Kazinnik, Michael Lee, Atanas Mihov Cyber Risk Definition and Classification for Financial Risk Management // Federal Reserve Bank of Richmond. 2020.
5. Ostroumov O. A. Methodology for ensuring the process of communication system sustainable functioning - a critically important object of the control system // Military Thought, 2022, № 9. - pp. 52-58.
6. Petrenko S. A. The concept of maintaining the efficiency of cyber systems under conditions of information and technical influences // Proceedings of the ISA RAS, 2009, V. 41. - pp. 175-193.
7. Tarasov A.A. The problem of ensuring the reliability of information systems and ways to solve it // Security Systems, Communications and Telecommunications, 2000, №32. - pp. 78 - 80.
8. Starodubtsev Yu.I. Technospheric warfare as the main way to resolve conflicts in the context of globalization / Starodubtsev Yu.I., Zakalkin P.V., Ivanov S.A. // Military Thought, 2020, №10. – pp.16-21.
9. Filatov V.A. Autonomous scenario behavior model in problems of distributed information resources management / Filatov V.A., Kozyr O.F. // Engineering Bulletin of the Don, 2013, №3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2013/1771.
10. Balenko E.G. Method for constructing the profile of a complex technical system functioning / Balenko E.G., Lauta O.S., Fedorov V.Kh., Lepeshkin O.M., Ostroumov O.A. // Engineering Bulletin of the Don, 2023, №2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2023/8183.
11. Aung Zho My Methods for improving the efficiency of managing resource-intensive tasks in distributed computing systems / Aung Zho Myu, Anisimov A.A., Gagarina L.G., Portnov E.M. // Engineering Bulletin of the Don, 2022, №2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2022/6294.
12. Lepeshkin O. M. Information security control model of a distributed communication network / Lepeshkin O. M., Shuravin A. S., Permyakov A. S., Zroychikov P. S., Shimarov E. V. // Bulletin of the Tula State University . Technical Sciences, 2020, №12. - pp. 250-255.
13. Odoevsky S. M. Methods for assessing the stability of a technological control system functioning for a special-purpose infocommunication network with a given topological and functional structure / Odoevsky S. M., Lebedev P. V. // Management Systems, Communications and Security, 2021, №1. - pp. 152-189. DOI: 10.24411/2410-9916-2021-10107.
14. Kotsynyak M.A. Management of the security system of the information and telecommunications network based on algorithms for the functioning of an artificial neural

- network / Kotsynyak M.A., Karpov M.A., Lauta O.S., Dementiev V.E. // Proceedings of the Tula State University. Engineering Sciences, 2020, №4. - pp. 3-10.
15. Burlov V., Uzun O., Grachev M., Faustov S., Sipovich D. Web-based power management and use model (2021) Advances in Intelligent Systems and Computing, 1258 AISC, pp. 629-641. Doi: 10.1007/978-3-030-57450-5_54.
16. Smirnov A.V. Basic decision support scenario based on user life models in the digital environment / Smirnov A.V., Levashova T.V., Petrov M.V. // Information and Control Systems, 2021, №4. - pp. 47-60. doi: 10.31799/1684-8853-2021-4-47-60.
17. Lepeshkin O.M. Approach to increasing the secrecy of a telecommunications system from technical computer intelligence / Lepeshkin O.M. Lepeshkin O.M., Permyakov A.S., Kudryavtsev A.M., Ostroumov O.A. // Bulletin of the Tula State University . Technical Sciences, 2021, №10. - pp. 346-354.

РАДИОСТАНЦИЯ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ ЭФФЕКТИВНОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

О.А. Кудрявцев

АО "Концерн "Созвездие", Воронеж, Российской Федерации

Аннотация. Рассмотрена радиостанция, обеспечивающая эффективное противодействие системам извлечения информации. Решена задача повышения эффективности противодействия системам извлечения информации, передаваемой в сетях связи.

Ключевые слова: радиостанция, система извлечения информации, энергетическая скрытность, структурная скрытность радиотехнических систем, изменение параметров сигнала по случайному закону, значение ориентации вектора напряженности электромагнитного поля в антенне, значение рабочей частоты, амплитуда сигнала, фаза сигнала, вид модуляции, способ (алгоритм) кодирования

RADIO STATION PROVIDING EFFECTIVE COUNTERACTION TO INFORMATIONEXTRACTION SYSTEMS

O. A. Kudryavtsev

JSC "Concern "Constellation", Russian Federation

Abstract. A radio station is considered that provides effective counteraction to information extraction systems. The problem of increasing the efficiency of countering systems for extracting information transmitted in communication networks has been solved.

Keywords: radio station, information retrieval system, energy secrecy, structural secrecy of radio engineering systems, change in signal parameters according to a random law, orientation value of the electromagnetic field strength vector in the antenna, operating frequency value, signal amplitude, signal phase, modulation type, method (algorithm) coding.

1. ВВЕДЕНИЕ

Системы извлечения (добычи) информации предназначены для получения информации об объектах, процессах и их параметрах и характеристиках. В таких системах передача информации отсутствует и имеет место только прием (извлечение) информации. Такая ситуация имеет место в радиолокации, радиоастрономии, при радиоизмерениях, в частности при радио – и радиотехнической разведке (РТР). Если извлечение информации обеспечивается без облучения исследуемого объекта специальным, так называемым зондирующими колебанием (сигналом), то система извлечения называется пассивной. При этом информация извлекается из различного рода излучений, принадлежащих самому исследуемому объекту.

В противном случае, т.е. если имеется источник зондирующего сигнала, расположенный в месте приема, то система называется активной. И система называется полуактивной, если источник зондирующего сигнала расположен на значительном удалении от места приема. [1]

В системах связи (СС) под качеством понимается совокупность существенных свойств объекта – средств связи (СрС), отличающих его от других объектов и характеризующих его соответствие назначению. В свою очередь, эффективность – комплексное свойство целенаправленного процесса функционирования СС, характеризующее его приспособленность к достижению цели. Качество, услуг

представляемых СС определяется процессом ее целевого функционирования. С этих позиций наиболее объективным является оценивание качества услуг СС по эффективности ее целевого применения.

Целью данной статьи является: рассмотрение радиостанции, обеспечивающей повышение эффективности противодействия системам извлечения информации, передаваемой в сетях связи.

Это предполагает решение задач:

- анализ показателей эффективности энергетической и структурной скрытности радиотехнических систем (РТС);
- построение структурной схемы радиостанции, обеспечивающей противодействие системам извлечения информации с использованием новых блоков ранее не использованных в подобных радиостанциях;
- анализ функционирования радиостанции, обеспечивающей эффективное противодействие системам извлечения информации.

2. АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ И СТРУКТУРНОЙ СКРЫТНОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Энергетическая скрытность [1] направлена на исключение или существенное затруднение обнаружения сигналов РТС РТР. Энергетическая скрытность может быть оценена различными показателями, например: вероятностью обнаружения сигналов РТС P_D при заданной вероятности ложной тревоги P_F , отношением сигнал-шум на входе станции РТР q^2 , обеспечивающим заданные вероятности обнаружения P_D и ложной тревоги P_F , наконец, дальностью обнаружения (разведки) D_p сигналов РТС при заданном отношении сигнал-шум q^2 . Последний показатель (дальность обнаружения) находит широкое применение при решении многих практических задач.

При этом дальность разведки сигналов передатчика систем радиосвязи (СРС) станцией РТР с некоторой степенью приближения может быть найдена из выражения

$$D_p \approx \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{P_{c.\text{экв}}}{P_{np.\text{экв}} q^2} K_{n.n} K_{n.\alpha} \right)^{1/2} \quad (1)$$

где: λ - длина волны (м); $P_{c.\text{экв}}$ - эквивалентная мощность передатчика РТС (Вт), $P_{c.\text{экв}} = P_{nep} G_{nep}$; P_{nep} - мощность передатчика РТС (Вт); G_{nep} - коэффициент направленного действия (КНД) антенны РТС на станцию РТР; $P_{np.\text{экв}}$ - эквивалентная чувствительность приемника станции РТР (Вт); $P_{np.\text{экв}}$ - предельная чувствительность приемника станции РТР (Вт); G_{np} - КНД антенны приемника станции РТР в направлении на передатчик РТС; q^2 - отношение сигнал-шум на входе приемника станции РТР, при котором обеспечиваются заданные вероятности обнаружения сигналов РТС P_D и ложной тревоги P_F ; $K_{n.n}$ - коэффициент несовпадения поляризаций входного сигнала и антенны приемника станции РТР; $K_{n.\alpha}$ - коэффициент передачи энергии по антенно-фидерному тракту приемника станции РТР. Если при проведении расчетов дальности обнаружения сигналов СРС принять, что $K_{n.n} = 0,5$, $K_{n.\alpha} = 0,5$, $q^2 = 1$, то в соответствии с (1)

$$D_{p \max} \approx \frac{\lambda}{2(4\pi)} \left(\frac{P_{nep} G_{nep} G_{np}}{P_{np}} \right)^{1/2} \quad (2)$$

Максимальная дальность разведки сигналов СРС (2) может быть достигнута при условии, что в станции РТР используются оптимальные или, в крайнем случае, квазиоптимальные алгоритмы обнаружения.

Структурная скрытность [1] направлена на исключение или существенное затруднение вскрытия структуры (вида) сигналов РТС. Структура сигнала определяется характером его кодирования и модуляции. Показателем структурной скрытности может служить вероятность раскрытия структуры сигнала при условии, что этот сигнал обнаружен. В [1] изложен метод определения структурной скрытности сигналов, для которого не требуется знания алгоритмов обработки в станции РТР. При данном методе определяется потенциальная структурная скрытность, выражаемая числом двоичных измерений (диз), которые необходимо осуществить для раскрытия структуры сигнала.

На рисунке 1 изображены зависимости структурной скрытности $S_{\text{диз}}$ для сигналов M - последовательностей S_{cm} , сигналов в виде случайных двоичных последовательностей S_{cl} , сигналов с псевдослучайной перестройкой частоты (ППРЧ) S_{nm} и отрезка эргодического нормального флотационного процесса S_{uu} как функции базы сигнала B_s .

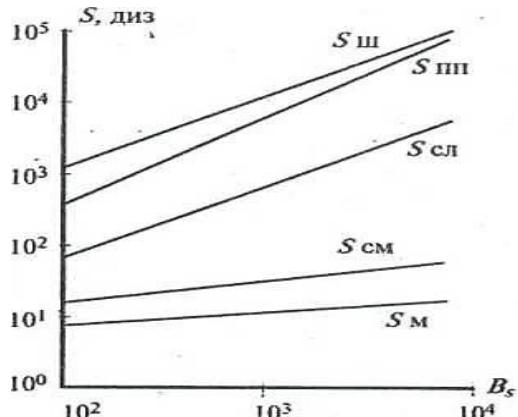


Рис. 1. Зависимости структурной скрытности сигналов от базы сигнала

В результате видно, что потенциальная структурная скрытность сигналов с ППРЧ значительно выше, чем у сигналов в виде двоичных случайных последовательностей.

Так: для сигналов с ППРЧ скрытность $S_{nm} = 0,693B_s \log_2 B_s$, а для сигналов со случайным чередованием 1 и 0 - $S_{cl} = B_s$. Это объясняется большим числом степеней свободы, которыми обладает сигнал с ППРЧ, представляемый/двухмерной частотно-временной матрицей. В результате в этом вопросе определены показатели эффективности энергетической и структурной скрытности РТС.

3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РАДИОСТАНЦИИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Согласно [3] на рисунке 2 рассмотрена структурная схема радиостанции, обеспечивающей противодействие системам извлечения информации.

1 – блок модуляторов, 2.1, 2.2 – первый и второй смесители, 3 – генератор частоты, 4.1, 4.2 – первый и второй синтезаторы частот, 5 – блок генераторов псевдослучайных (ГПС) кодов, 6 – широкополосный фильтр (ШпФ), 7.1, 7.2 – первый и

второй полосовые фильтры (ПФ), 8 – блок демодуляторов, 9 – блок кодеров, 10 – передатчик, 11 – антенна, 12 – усилитель промежуточной частоты (УПЧ), 13 – усилитель верхних частот (УВЧ), 14 – устройство управления, 15 – устройство синхронизации, 16 – блок декодеров, 17.1, 17.2 – первый и второй электронные ключи, 18 – вычислительное устройство (ВУ), 19 – цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), 20 – детектор АРУ, 21 – усилитель низких частот (УНЧ), 22 – фильтр низких частот (ФНЧ), 23 – блок измерения, 24 – аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

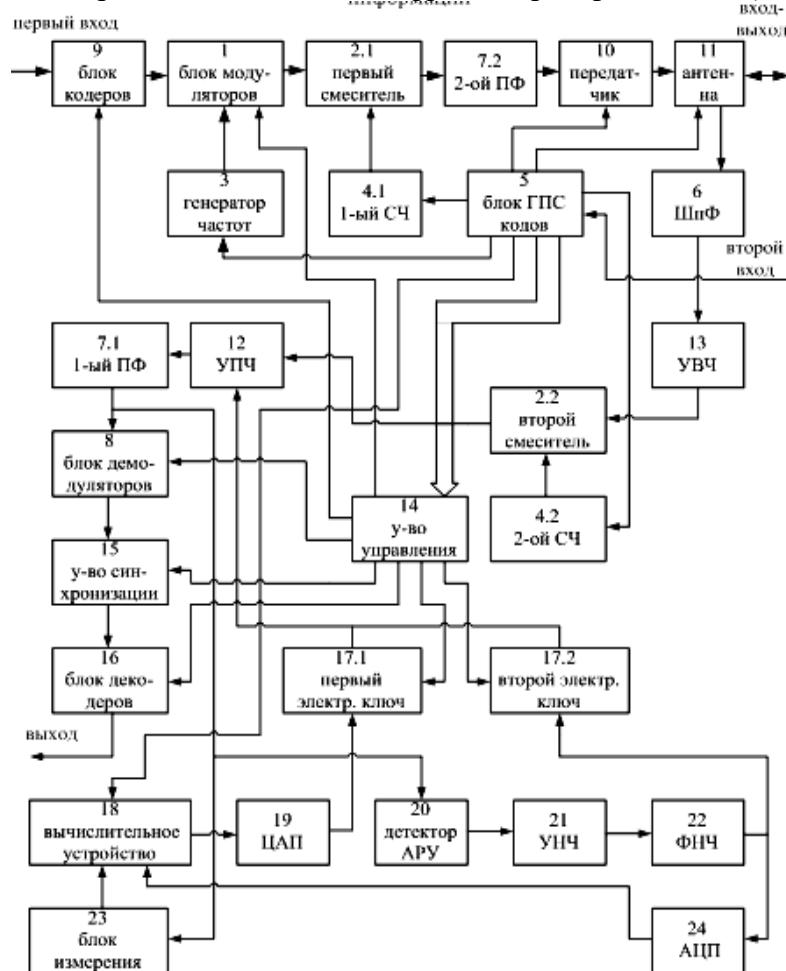


Рис. 2. Структурная схема радиостанции, обеспечивающей противодействие системам извлечения информации

Устройство работает следующим образом.

В передающей станции после установления связи и синхронизации станций, в соответствии со случайными числами, которыерабатываются ГПС кодов 5, устанавливают:

- значение ориентации вектора напряженности электромагнитного поля (ЭМП) в антенне 11;
- значение рабочей частоты, путем преобразования частоты сигнала, поступающего с блока модуляторов 1 на первый вход первого смесителя 2.1 за счет умножения этого сигнала на сигнал, поступающий с первого синтезатора частот 4.1, частота которого установлена в соответствии со случайным числом, которое выработано в блоке ГПС кодов 5;
- амплитуду сигнала, путем изменения коэффициента усиления усилителя, входящего в состав передатчика 10, значение коэффициента усиления устанавливают в

соответствии со случайным числом, которое вырабатывается в блоке ГПС кодов 5, и которое затем подают на второй вход передатчика 10;

- фазу сигнала, за счет подачи на вход генератора частот 3 случайных чисел, которые вырабатываются в блоке ГПС кодов 5;

- вид модуляции – путем подачи управляющего напряжения на соответствующий электронный ключ, входящий в состав блока модуляторов 1, через который разрешается прохождение информационного сигнала на соответствующий модулятор, входящий в блок модуляторов 1;

- способ (алгоритм) кодирования – путем подачи управляющего напряжения на соответствующий электронный ключ, входящий в состав блока кодеров 9, через который разрешается прохождение информационного сигнала на соответствующий кодер, входящий в блок кодеров 9.

Сформированный таким образом сигнал через antennу 11 излучают в пространство. В принимающей станции сигнал поступает на antennу 11, в которой по команде с блока ГПС кодов 5, устанавливают синхронно с передающей станцией поляризацию. Антenna 11 может быть выполнена с использованием устройства, описанного в патенте [5]. Блок модуляторов 1 выполнен в виде устройства, структурная схема которого приведена в [3]. Блок ГПС кодов 5 выполнен в виде вычислительного устройства, в котором по каким-либо алгоритмам, рассчитываются значения случайных чисел [2]. После установления связи и синхронизации станций передают установленное число раз тестовый сигнал с заранее установленной мощностью (режим определения мощности входного сигнала). Демодулированный сигнал подают в устройство синхронизации 15, выполненное, например, как устройство, описанное в учебном пособии [1]. В принимающей станции измеряют мощность принимаемого сигнала, способом, описанном в патенте [6], в блоке измерения 23. Блок демодуляторов 8, блок декодеров 16 выполнен в виде устройства, структурная схема которого приведена патенте [3]. При работе станции в режиме вхождения в связь или в режиме с фиксированными параметрами сигнал управления с устройства управления радиостанцией на вход блока ГПС кодов 5 не подают. При этом в блоке ГПС кодов 5 не генерируют случайные числа.

При работе станции в режиме изменения параметров и их значений с устройства управления радиостанцией подают управляющий сигнал на вход блока ГПС кодов 5. При этом в блоке ГПС кодов 5 осуществляют генерацию случайных чисел.

Устройство управления 14 выполнено в виде устройства, структурная схема которого приведена в патенте [3]. Блок измерения изменения параметров и их значений сигнала 23 выполнен в виде устройства, структурная схема которого приведена в патенте [3].

Таким образом, построена структурная схема радиостанции, обеспечивающей противодействие системам извлечения информации. В которой устройство, содержащее блок модуляторов, первый и второй смесители, генератор частоты, блок генераторов псевдослучайных кодов, первый и второй синтезаторы частот, широкополосный фильтр, первый полосовой фильтр и блок демодуляторов, введены блок кодеров, второй полосовой фильтр, передатчик, антenna, усилители низких частот, промежуточной частоты и верхних частот, устройство управления, устройство синхронизации, блок декодеров, первый и второй электронные ключи, вычислительное устройство, цифро-аналоговый преобразователь, детектор автоматической регулировки усиления, фильтр низких частот, аналого-цифровой преобразователь, блок измерения, соединенные соответствующим образом. В передающей и в приемной станциях после установления связи и синхронизации станций, в соответствии со случайными числами, которые с заданным темпом вырабатываются блоком генераторов псевдослучайных кодов,

синхронно устанавливают: значение ориентации вектора напряженности электромагнитного поля (ЭМП), значения рабочей частоты, амплитуды и фазы сигнала, вид модуляции, способ кодирования. При этом в станции, осуществляющей несанкционированный прием информации (СНПИ), значительно увеличиваются ошибки синхронизации, демодулирования и декодирования сигнала.

4. АНАЛИЗ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОСТАНЦИИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЙ ЭФФЕКТИВНОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

При использовании радиостанции, обеспечивающей противодействие системам извлечения информации [3], в станции, осуществляющей СНПИ, при изменении вида модуляции прекращается прием информации. Станция переходит в режим поиска вида модуляции, и через некоторое время (Тпм), восстанавливает прием сигнала [3]. При изменении способа кодирования в СНПИ прекращается прием информации. Станция переходит в режим поиска способа кодирования, и через некоторое время (Тпк) восстанавливает прием сигнала. При изменении поляризации в СНПИ значительно снижается уровень сигнала, что приводит к большим ошибкам синхронизации и, соответственно, к значительным ошибкам при демодуляции для случая использования фазовой модуляции, корреляционной и когерентной обработке, к ошибкам при декодировании сигнала. При обнаружении факта снижения амплитуды сигнала СНПИ переходит в режим поиска пространственной ориентации вектора напряженности электрического (магнитного) поля, и через некоторое время (Тпп) восстанавливает прием сигнала. При изменении частоты сигнала в СНПИ, в которой осуществляется прием на одной частоте, прекращается прием сигнала. Станция переходит в режим поиска рабочей частоты, и через некоторое время (Тпч) восстанавливает прием сигнала. В случае если в СНПИ осуществляют многочастотный прием, то изменение рабочей частоты не приводит к потере сигнала. При изменении фазы сигнала в СНПИ до момента восстановления синхронизации либо уровень сигнала снижается до значения, при котором становится невозможной его обработка, либо демодуляция и декодирование сигнала происходит с большими ошибками. При использовании в СНПИ способов квадратурной обработки потери сигнала не происходит. При приеме сигнала СНПИ, излучаемого станцией, работающей в режиме изменения амплитуды, например, сигнала который представляет собой периодическую последовательность импульсов – пять импульсов с амплитудой U_1 , пять импульсов с амплитудой U_2 , отношение амплитуд импульсов $U_1/U_2=4$, напряжение на выходе системы АРУ при воздействии импульсов с амплитудой U_1 устанавливается U_{a1} (иллюстративный пример приведен на рисунке 3) [4]. Инерционность системы АРУ выбирается из расчета допустимой демодуляции сигналов во всем диапазоне модулирующих частот, при использовании модуляции частотным сдвигом, и динамическом диапазоне входных сигналов [4].

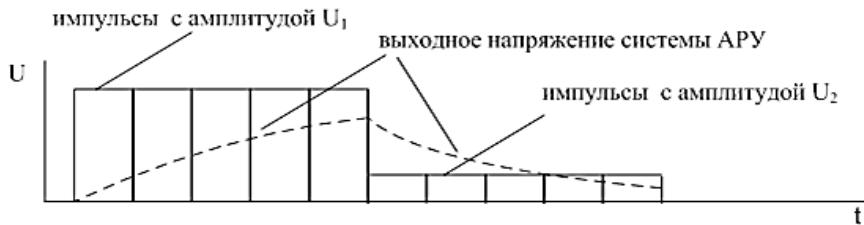


Рис. 3. Изменение амплитуды U_1 сигнала передающей и в приемной станциях и значений амплитуды U_2 станции осуществляющей несанкционированный прием информации на промежутке t

В результате, на рисунке 3 приведен характер изменения выходного напряжения системы АРУ (пунктирная линия) в зависимости от амплитуды и длительности сигнала,

демонстрирующий, что при таком изменении амплитуды сигнала число непринятых импульсов сигнала составляет около 50%, что приводит к увеличению времени, необходимого для синхронизации, и значительному увеличению ошибок демодуляции и декодирования сигнала.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, рассмотрена радиостанция, обеспечивающая эффективное противодействие системам извлечения информации. Технический результат – снижение эффективности несанкционированного извлечения информации [3]. Проведен анализ функционирования радиостанции, обеспечивающей эффективное противодействие системам извлечения информации, данное устройство может быть реализовано и может обеспечивать противодействие системам извлечения информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В.И. Основы теории радиотехнических систем / Зинчук В. М. , Лимарев А. Е. , Мухин Н. П. под ред. В. И. Борисова // Воронежский научно-исследовательский институт связи, 2004. - С. 306.
2. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Борисов В.И., Зинчук В. М. , Лимарев А. Е. , Мухин Н. П. , Нахмансон Г.С., под ред. члена – корреспондента РАН В. И. Борисова. // М. Радио и связь, 2003. - С. 32 – 52.
3. Золотарев В.А., Кудрявцев О.А. Радиостанция, обеспечивающая противодействие системам извлечения информации RU 2758499 С1, заяв. 12.04.2021, опубл. 29.10.21.
4. Максимов М.В. Защита от радиопомех / Максимов М.В., Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. и др. // изд. Сов. радио, 1976г. - С. 201- 204.
5. Босомыкин Д.В., Сидоренко Т.И., Орехов А.П., Сидоренко А.Д. Устройство для приема ортогональных линейно поляризованных волн RU 2620893 С1, заяв. 23.03.2016, опубл. 30.05.2017.
6. Золотарев В.А., Белогуров В.А. Способ и устройство выделения сигналов в условиях наличия помех: патент на изобретение RU № 2675386 С2, заяв.29.05.2017, опубл. 30.11.2018.

REFERENCES

1. Borisov V.I. Fundamentals of the theory of radio engineering systems / V. M. Zinchuk, A. E. Limarev, N. P. Mukhin, ed. V. I. Borisov // Voronezh Research Institute of Communications, 2004. - P. 306.
2. Borisov V.I. Noise immunity of radio communication systems with signal spectrum spreading by carrier pseudo-random sequence modulation / Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Mukhin N.P., Nakhmanson G.S., ed. Corresponding Member of the RAS V. I. Borisov. // M. Radio and communication, 2003. - P. 32 - 52.
3. Zolotarev V.A., Kudryavtsev O.A. A radio station that provides countermeasures to information extraction systems RU 2758499 C1, stated. 04/12/2021, publ. 10.29.21.
4. Maksimov M.V. Protection against radio interference / Maksimov M.V., Bobnev M.P., Krivitsky B.Kh. and others // Ed. Owls. radio, 1976 - P. 201-204.
5. Bosomykin D.V., Sidorenko T.I., Orekhov A.P., Sidorenko A.D. Device for receiving orthogonal linearly polarized waves RU 2620893 C1, stated. 03.23.2016, publ. 05.30.2017.
6. Zolotarev V.A., Belogurov V.A. Method and device for separating signals in the presence of interference: patent for invention RU No. 2675386 C2, stated. 29.05.2017, publ. 11.30.2018.

РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОЛЕТОВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ НА МЕСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ АРКТИЧЕСКОЙ ЗОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

П. В. Колесник¹

¹ Федеральное государственное унитарное предприятие «Госкорпорация по организации воздушного движения в Российской Федерации» (ФГУП «Госкорпорация по ОрВД»), Мыс Шмидта, Россия

Аннотация. Произведен анализ основных проблем местных воздушных линий, используемых малой авиацией в Арктической зоне Российской Федерации. Предложено использование антенн зенитного излучения ВЧ диапазона для речевой связи диспетчер-пилот. Оценено распространение радиоволн и определены оптимальные рабочие частоты.

Ключевые слова: ВЧ диапазон, проблемы местных воздушных линий, антенна зенитного излучения, речевая связь, конструкция антennы.

RADIOTECHNICAL SUPPORT OF AIRCRAFT FLIGHTS ON LOCAL AIRLINES IN THE ARCTIC ZONE OF THE RUSSIAN FEDERATION

P.V. Kolesnik¹

¹ Federal State Unitary Enterprise “State Air Traffic Management Corporation of the Russian Federation” (FSUE “State ATM Corporation of the Russian Federation”), Cape Schmidt, Russia

Abstract. The paper analyzed main problems of local airlines used by small aviation in the Arctic zone of the Russian Federation. Offered the use of antennas of surface-to-air radiation of HF band for speech communication of a controller-pilot. Estimated propagation of radio waves and determined optimum operating frequencies.

Keywords: HF band, local airline problems, near vertical incidence skywave antenna, voice communication, antenna design.

1. ВВЕДЕНИЕ

В 2013 году была принята «Стратегия развития Арктической зоны Российской Федерации и обеспечения национальной безопасности». Данная стратегия обусловлена более эффективным использованием ресурсной базы российской Арктики, что, в свою очередь, приведет к многократному росту объемов грузо- и пассажироперевозок в полярных районах. В частности, в Чукотском автономном округе (ЧАО), где располагается Мыс Шмидта, основным видом транспорта является воздушный, при этом большинство воздушных трасс пролегает либо над морем, либо над малонаселенной местностью [1].

Исходя из этого, в последние годы растет активность полетов воздушных судов в Арктической зоне Российской Федерации (АЗРФ), всё более актуальными становятся следующие задачи:

- 1) развитие малой авиации с целью удовлетворения потребностей в воздушных перевозках и обеспечение их доступности в Арктической зоне Российской Федерации;
- 2) развитие эффективной системы авиационного обслуживания арктических районов, включая реконструкцию и модернизацию аэропортовой сети вдоль трассы Северного морского пути;

3) формирование современных транспортно-логистических узлов обеспечения магистральных и международных перевозок на базе аэропортов федерального значения и региональных аэропортов малой интенсивности полетов.

2. ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ В РАЗВИТИИ ПОЛЕТОВ НА ВОЗДУШНЫХ СУДАХ МАЛОЙ АВИАЦИИ В АРКТИЧЕСКОЙ ЗОНЕ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

К основным проблемам авиатранспортного обслуживания, а также к проблемам развития авиаперевозок на воздушных судах (ВС) малой авиации в Арктической зоне Российской Федерации, относятся проблемы обновления и развития авиапарка, которые обусловлены незначительной численностью и высоким износом действующего авиапарка ВС малой авиации, а также высокой стоимостью приобретения ВС малой авиации, то есть их низкий платежеспособный спрос.

Неразвитая сеть аэродромов и посадочных площадок и наземной аэропортовой инфраструктуры обеспечения полетов малой авиации, их плохое техническое состояние также является важной проблемой.

В течение весны, осени и лета в АЗРФ прекращают действие многие маршруты транспортных сообщений между населенными пунктами, кроме вертолетных перевозок, по причине остановки работы зимников, «раскисания» взлетно-посадочных полос грунтовых аэродромов и посадочных площадок.

В связи с коротким световым днем в течение значительной части года, а также во время полярных «арктических ночей» затруднены полеты ВС малой авиации из-за необорудованных системой «ночной старт» аэродромов и взлетно-посадочных площадок.

Эффективное развитие местных перевозок тесно связано с функционированием обширной сети посадочных площадок как необходимой инфраструктуры для осуществления перевозок в отдаленных труднодоступных районах. А безопасность полетов в значительной степени зависит от радиотехнического обеспечения, в том числе от наличия и качества авиационной электросвязи [2].

3. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДОСТУПНОСТИ СВЯЗИ НА МЕСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ

Авиационная воздушная (подвижная) радиосвязь является единственным средством связи между диспетчером управления воздушным движением (УВД) и экипажем ВС, а также между экипажами ВС, находящихся в полете. Достижение высокой безопасности, регулярности и экономичности полетов во многом обеспечивается наличием непрерывной и надежной радиосвязи экипажей ВС с наземными центрами УВД. Решение многих функциональных задач, повышающих эффективность авиационной транспортной системы в целом, осуществляется с помощью сетей электросвязи гражданской авиации [3].

К авиационному ВЧ диапазону относятся радиоволны с частотами 2,8–22 МГц. Декаметровые волны распространяются, в основном, путем отражения от ионосферы (рисунок 1). Различают четыре слоя с разными характеристиками, которые в порядке увеличения высоты называют слоями D , E , F_1 и F_2 . Слой D расположен на высоте 50–90 км, имеет низкую электронную плотность. Основную часть ионосферы составляют слои E и F_2 (90–230 км).

Обычно отражение коротких волн в ионосфере происходит от верхнего слоя F_2 , все ионизированные слои, лежащие ниже отражающего слоя, являются поглощающими. Поглощение коротких волн в слоях D и E намного выше, чем в области F . С уменьшением высоты вследствие увеличения плотности атмосферы поглощение растет и достигает наибольшего значения в слое D [3].



Рис. 1. Строение ионосферы

Немаловажным фактором в распространении радиоволн является время суток передачи сигнала. На рисунке 1 показаны характерные высоты слоев ионосферы для различных сезонов и различного времени суток.

Визуализация осуществления передачи радиосигнала в ВЧ диапазоне приведена на рисунке 2, где показано, что станция A устанавливает радиосвязи со станциями B, C, D. Радиосвязь между станциями A и B осуществляется с помощью пространственной волны. Связь между этими станциями не зависит от времени суток и высоты ионосферы над землей. Связь между станциями A и C, D обеспечивается за счет отраженной волны, а потому зависит от времени суток и высоты ионосферных слоев.

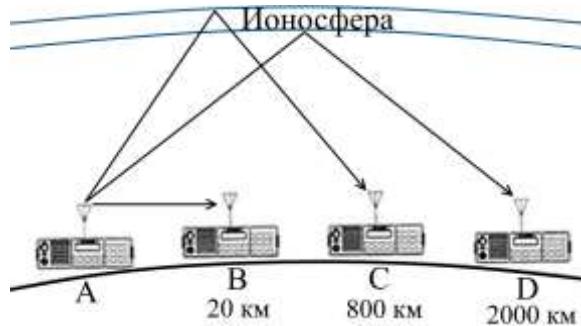


Рис. 2. Схема осуществление передачи радиосигнала в ВЧ диапазоне

Рекомендации по выбору рабочей частоты приведены в таблице 1. Однако нужно дополнительно учитывать, что данные сведения могут меняться в зависимости от времени года и других природных факторов (пурга, полярное сияние и т.д.) [4, 5].

Таблица 1. Рекомендации по выбору рабочей частоты

Время передачи	Дневное			Ночное		
	A – B	A – C	A – D	A – B	A – C	A – D
Путь радиоволны						
Рекомендуемые частоты, МГц	3	7-9	13-16	3	5-7	9-12

В дневное время солнце находится высоко, слой ионосферы тоже находится высоко, следовательно, рекомендуется использовать более высокочастотный участок ВЧ диапазона, а в ночное время солнце находится низко, слой ионосферы тоже находится низко поэтому рекомендуется использовать более низкочастотный участок ВЧ диапазона.

Существует некоторый набор различных факторов, влияющих на качество радиосвязи ВЧ диапазона. Выбор частоты – является наиболее главным фактором для

успешной радиосвязи в диапазоне ВЧ. В общем случае, чем большее расстояние вам необходимо перекрыть, тем выше частоты вам необходимо использовать. Время суток – чем выше солнце, тем более высокую частоту необходимо использовать. Это означает, что если используются низкие частоты для радиосвязи ранним утром, поздним днем и вечером, то, например, для покрытия тех же расстояний в полдень необходимо будет использовать более высокую частоту. Погодные условия – при любых метеорологических явлениях шум эфира может резко изменяться, как результат воздействия природных условий на радиоволны. Возможны такие явления как увеличение шума эфира до такого уровня, что прием желаемых сигналов будет не возможен, полное подавление полезного сигнала, что будет обусловлено его непроходимостью в ионосфере. Кроме того, следует учитывать влияние параметров наземных и бортовых антенн. И, если для наземных антенн возможен выбор конструкций, обладающих направленностью (требуемой диаграммой направленности), то бортовые антенны ВЧ диапазона как правило всенаправленные и имеют изрезанную диаграмму направленности с минимумами и максимумами [6].

4. АНТЕННА ЗЕНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Перспективным направлением в области авиационной радиосвязи ВЧ диапазона является применение антенн зенитного излучения (АЗИ). Эти антенны характеризуются тем, что излучают наибольшую энергию в зенит и почти не излучают вдоль земной поверхности. Эти антенны дают возможность осуществлять радиосвязь без «мертвых зон» на любые расстояния. При использовании радиостанции малой мощности связь устанавливается на расстояния до 100–300 км, а при помощи радиостанций повышенной мощности до 1000 км. Антенны с прижатой к горизонту диаграммой направленности по сравнению с зенитными антennами дают возможность при той же подводимой к антеннам мощности увеличить дальность связи. Радиоволны ВЧ диапазона распространяются поверхностью волной на малое расстояние вдоль поверхности земли. Любое препятствие на их пути, сравнимое с длиной волны, может создать радиотень, в области которой прием будет значительно ухудшен или даже невозможен. Области радиотени не будет, при использовании антенн зенитного излучения, способных излучать радиоволны вертикально вверх. Это происходит потому, что радиоволна приходит на антенну приемника не прямым путем (вдоль поверхности Земли), а при отражении от слоев ионосферы. На рисунке 3 представлено распространение радиоволн при использовании АЗИ [7].

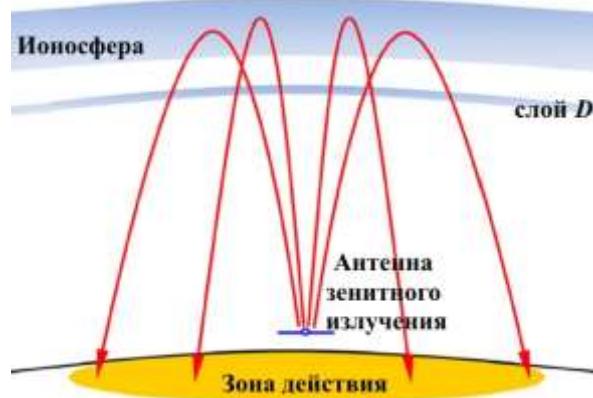


Рис. 3. Распространение радиоволн при использовании АЗИ

При падении на ионосферный проводящий слой радиолуч расщепляется на две составляющие. Это происходит потому, что под действием магнитного поля Земли

ионосфера приобретает свойство двоякопреломляющей среды. При прохождении через ионосферу под действием магнитного поля эти составляющие отражаются на разных высотах, испытывая разное поглощение [4].

Днем, когда поглощение радиоволн ВЧ диапазона в ионосфере велико, целесообразно использовать отраженную «обыкновенную» волну. Ночью на той же частоте более эффективно отражается «необыкновенная» волна, поэтому в ВЧ диапазоне АЗИ стараются использовать круговую поляризацию с оперативным переключением направления вращения вектора Е излученного электромагнитного поля.

Итак, для улучшения качества приема следует использовать радиоволны, имеющие круговую поляризацию. Для создания круговой поляризации обычно используются антенны, имеющие значительные физические линейные размеры. На практике чаще используют зенитные антенны, работающие с сильно вытянутой эллиптической поляризацией, или с линейной поляризацией [5].

Для работы стационарных вещательных АЗИ используют мощность от нескольких сотен ватт до трех десятков киловатт. Такой мощности достаточно для обеспечения уверенной связи на территории, перекрываемой зонами действия этих антенн.

Для определения зоны действия радиосредств ВЧ диапазона, необходимо учитывать угол места максимального излучения в вертикальной плоскости, ширину диаграммы направленности, а также высоту отражающего слоя ионосферы. Отражение радиоволн происходит от слоя E (для более низких частот) и F₂ (для более высоких частот). Высота слоев ионосферы меняется в течение суток и в течение года. Можно принять среднегодовую высоту слоя E – 105 км и среднегодовую высоту слоя F₂ – 320 км.

Для поддержания радиосвязи на сравнительно небольшом удалении от радиоцентра (100-150 км) угол излучения антенны должен составлять при однократном отражении от слоя E 54...63° и при однократном отражении от слоя F₂ 74...80°. Общий расчет напряженности поля в точке приема Em может быть выполнен методом А.Н. Казанцева [7]:

$$Em = 0,5 \cdot \frac{173\sqrt{P_1 \cdot D_1}}{r} \cdot \frac{1+R}{2} \cdot e^{-\Gamma}, \quad (1)$$

где Em — напряженность поля в точке приема, В/м;

P₁ — излучаемая мощность, кВт;

D₁ — КНД передающей антенны;

r — расстояние между передающей и приемной антенной, км;

R — коэффициент отражения радиоволны;

e^{-Γ} — коэффициент, учитывающий поглощение в ионосфере, при этом полный коэффициент поглощения Γ находится как:

$$\Gamma = \frac{3 \cdot f_0^2}{(f_r + f_L)^2 \cdot \cos \varphi_D} + \frac{2,5 \cdot f_0^2}{(f_r + f_L)^2 \cdot \cos \varphi_E} + \frac{0,4 \cdot f_0^2}{(f_r + f_L)^2 \cdot \cos \varphi_{F_1}} + 0,02 \cdot f_r^2 \cdot \cos^3(\varphi_{F_2}), \quad (2)$$

где f₀ — критическая частота отражающего слоя, МГц;

f_r — частота радиоволны, МГц;

f_L — продольная составляющая гиромагнитной частоты (принимается 1 МГц);

φ_D, φ_E, φ_{F1}, φ_{F2} — угол падения радиоволны на границу слоя D, E, F₁ и F₂ соответственно, град.

В качестве исходных данных примем следующие: излучаемая мощность P₁ = 0,1 кВт, коэффициент направленности наземной антенны D₁ = 10, коэффициент отражения радиоволны R = 0,8. При отражении от слоя E рабочую частоту f_r примем

3 МГц, а при отражении от слоя F_2 – 7 МГц. В таблице 2 представлены результаты расчета.

Таблица 2. Оценка напряженности поля в точке приема при использовании АЗИ

Расстояние между радиоцентром и воздушным судном, км	Напряженность поля в точке приема, мкВ/м	
	при отражении от слоя E	при отражении от слоя F_2
100	304,0	130,0
150	202,7	86,8

Полученные в таблице 2 значения напряженности поля являются приемлемыми для систем радиосвязи ВЧ диапазона (как аналоговой, так и цифровой).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Арктической зоны Российской Федерации является важным форпостом восточной части РФ. Вдоль всего побережья АЗРФ проходит Северный морской путь, а также регион очень богат полезными ископаемыми, добыча которых невозможна без качественного развития малой авиации, которой, в свою очередь, необходимо качественное обеспечение радиосвязью.

В ходе работы было предложено использование ВЧ диапазона частот для речевой связи с применением антенн зенитного излучения. Это решение обеспечит высокую круглосуточную доступность связи во всех районах республики. Улучшится транспортная доступность, повысится социально-экономическое положение населения, появятся новые рабочие места.

ЛИТЕРАТУРА

1. Моисеева Н. Авиация в развитии арктической зоны // Авиапанорама, 2016, №4 (118). – С. 45-48.
2. Рубцов Е.А., Платонов Д.С. Система авиационной подвижной радиосвязи декаметрового диапазона для обеспечения полетов в высоких широтах // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации : Сборник трудов IX Международной научно-практической конференции, Иркутск, 15–22 октября 2020 года. – Иркутск: Иркутский филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Московский государственный технический университет гражданской авиации", 2020. – С. 213-219.
3. Радиотехническое обеспечение полетов воздушных судов и авиационная электросвязь: учебное пособие / С.А. Кудряков, В.К. Кульчицкий, Н.В. Поваренкин [и др.]; под ред. С.А. Кудрякова. — Москва: ИНФРА-М, 2021. – 299 с.
4. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны. Издание второе, переработанное и дополненное / Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов, Э.М. Журбенко, Г.А. Клигер, А.Г. Курашов. – М.: Радио и связь, 1985. – 535 с.
5. Верещагин Е.М. Антенны и распространение радиоволн. - М.: Военное издательство Минобороны СССР, 1964. – 240 с
6. Рубцов Е.А., Шикавко О.М., Пономарев В.В. Авиационные радиоэлектронные системы и комплексы и основы их применения : Учебное пособие . – Санкт-Петербург : Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации, 2019. – 141 с. – ISBN 978-5-6043133-5-0.
7. Рубцов Е.А. Системы зенитного излучения для обеспечения радиосвязи пилотируемой и беспилотной авиации / Е. А. Рубцов // I-methods, 2022. Т. 14, № 4.

REFERENCES

1. Moiseeva N. Aviation in the development of the arctic zone // Aviapanorama, 2016, No4 (118). – Pp. 45-48.
2. Rubtsov E.A., Platonov D.S. Aviation mobile radio communication system of the decameter range for flights in high latitudes // Actual problems and prospects for the development of civil aviation: Proceedings of the IX International Scientific and Practical Conference, Irkutsk, October 15–22, 2020. - Irkutsk: Irkutsk branch of the federal state budgetary educational institution of higher education "Moscow State Technical University of Civil Aviation", 2020. - P. 213-219.
3. Radio technical support for aircraft flights and aviation telecommunications: a tutorial / S.A. Kudryakov, V.K. Kulchitsky, N.V. Povarenkin [and others]; ed. S.A. Kudryakov. - Moscow: INFRA-M, 2021. – 299 p.
4. Eisenberg G.Z. Shortwave antennas. Second edition, revised and enlarged. - M.: Radio and Communications, 1985. - 535 p.
5. Vereshchagin E.M. Antennas and Radio Wave Propagation. - M.: Military Publishers of the USSR Ministry of Defense, 1964. - 240 p.
6. Rubtsov E.A., Shikavko O.M., Ponomarev V.V. Aviation electronic systems and complexes and the basics of their application : Tutorial . - St. Petersburg: St. Petersburg State University of Civil Aviation, 2019. - 141 p. – ISBN 978-5-6043133-5-0.
7. Rubtsov E.A. Near vertical incidence skywave systems providing radio communications for manned and unmanned aircraft. I-methods, 2022. Vol. 14, No 4.

РАЗРАБОТКА СИМУЛЯТОРА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПОРЯДКА НАСТРОЙКИ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Г.С. Хугаев, В.П. Хоборова, Е.Ю Апарина.

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
г. Санкт-Петербург, Россия.

Аннотация. В статье представлена программа для изучения и настройки аппаратуры передачи данных. Разработанное специальное программное обеспечение симулятора позволяет углубленно изучить возможности и порядок настройки аппаратуры, наиболее качественно подготовить специалистов для работы на ней, повысить общий уровень знаний состава и тактико-технических характеристик изделия.

Ключевые слова: симулятор, специальное программное обеспечение, аппаратура передачи данных.

THE DEVELOPMENT OF A DISTANT EDUCATION SIMULATOR FOR THE DATA TRANSMITION EQUIPMENT SETTING

G. S. Khugaev, V. P. Khoborova, E. J. Aparina

Military telecommunication's academy named after Marshal of Soviet Union S.M.Budyonny,
St.Petersburg, Russian Federation

Abstract. The program for survey and learning data transmition equipment's setting is considered in the article. Developed trainer's special software allows us explore possibilities and settings of equipment, prepare telecommunication specialists with high quality, improve compound and performance characteristics' knowledge of the equipment.

Keywords: simulator, special software, data transmition equipment.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях при ведении боевых действий возрастает роль информационных и телекоммуникационных систем. Уровень информационного обеспечения боевых действий сегодня является критическим фактором превосходства над противником, что обуславливает необходимость наличия и изучения самых передовых научных и технических разработок в войсках связи.

Развитие войск связи – один из самых высоких приоритетов в программе обновления армии. По мнению экспертов, по своей эффективности применение более современных средств управления и связи сопоставимо со значительным увеличением количества боевых средств или с повышением их боевых возможностей. Вследствие этого, необходима эффективная система подготовки специалистов связи, поскольку реализовать потенциальные возможности новейших комплексов возможно только квалифицированным военным кадрам.

Подготовка специалистов связи может проводиться с помощью учебно-материальной базы, одним из элементов которой является тренажерная база. Учебно-тренировочные комплексы и компьютерные тренажеры имеют ряд неоспоримых преимуществ, позволяющих эффективно совершенствовать формы, методы и организацию обучения. Практика показала, что компьютерные тренажеры, основанные на системе виртуальной реальности, могут дополнять традиционные практические занятия. Кроме формирования профессиональных умений и навыков, компьютерные тренажеры успешно развивают творческие способности, профессиональную интуицию.

Тренажеры позволяют сформировать навыки практических действий в нестандартных ситуациях, показать сущность процессов, протекающих в системах, их взаимную связь, выработать умения и навыки работы обучающихся на комплексах связи и АСУ, что существенно повышает качество подготовки военных специалистов.

2. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО СИМУЛЯТОРА

Разработанная авторами программа предназначена для изучения аппаратуры передачи данных с помощью симулятора для дистанционного обучения. Программа выполнена на электронно-вычислительной машине типа *IBM*-совместимый компьютер с операционной системой семейства *Windows* с использованием программы *Visual Studio*. Объём программы составляет 79,2 Мб.

Для доступности команды меню необходимо пройти авторизацию (рисунок 1). При выборе команды «Открыть сеанс» открывается окно для ввода имени (идентификатора) и пароля администратора безопасности или для ввода имени (идентификатора) и пароля пользователя.

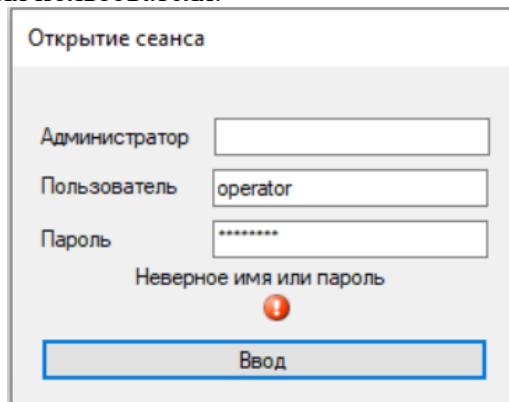


Рис. 1. Процесс авторизации

При вводе пароля каждый введенный символ отображается на экране символом «*» (звездочка). Паролем могут служить комбинации букв и цифр длиной не менее восьми знаков. После ввода данных нажать кнопку «Ввод». При вводе неправильного имени или пароля в поле комментария появляется сообщение «Неверное имя или пароль».

После прохождения авторизации, пользователю тренажера предоставляется возможность изучения интерфейса и настройки аппаратуры передачи данных.

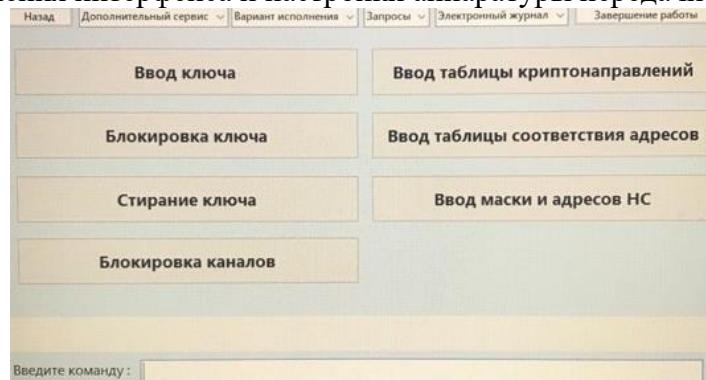


Рис. 2. Интерфейс симулятора для изучения порядка настройки аппаратуры передачи данных

Для настройки аппаратуры передачи данных необходимо в разделе «Запросы» выбрать таблицы физических и логических адресов, ввести адреса корреспондентов, которые позволят установить физическую и логическую связь между аппаратурами.

В случае ввода неверной адресной информации, появляется окно с оповещением, которое информирует обучающего об ошибке.

В строке «Введите команду» необходимо ввести команду для передачи служебной информации, неформализованного сообщения или сигналов управления, выбрав необходимого корреспондента.

В разделе «Электронный журнал» отображаются все отправленные и принятые сообщения с указанием времени отправки и приема соответственно.

Для принятия сообщение в разделе «Вариант использования» выбрать раздел «Прием».

Блок-схема использования виртуальной обучающей программы представлена на рисунке 3.

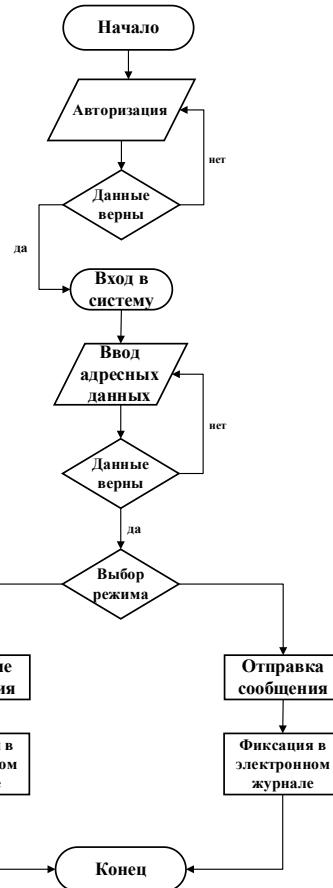


Рис. 3. Блок-схема использования тренажера

Алгоритм выполнения программы последовательно осуществляют:

- Этап 1. Запуск программы.
- Этап 2. Авторизация пользователя в системе.
- Этап 3. Проверка данных пользователя.
- Этап 4. Ввод адресной информации для установления связи с корреспондентом.
- Этап 5. Проверка адресной информации.
- Этап 6. Формирование сообщения.
- Этап 7. Выбор адреса корреспондента.
- Этап 8. Выбор режима работы.
- Этап 9. Регистрация полученных и принятых сообщений в электронном журнале.
- Этап 10. Окончание изучения тренажера и завершение программы.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализация разработанной программы на занятиях со специалистами связи позволит при наличии персонального компьютера выполнять учебные задачи без использования самой аппаратуры, что в свою очередь уменьшит материальные затраты, увеличит качество подготовки обучающихся и позволит совершенствовать практические навыки работы на аппаратуре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Климов С.А. С помощью виртуальной реальности// Вестник военного образования, 2018. т.№3. – с.68-73.
2. Чеботарев В.Г., Громов А.И. Автоматизация процесса обучения //Бизнес-информатика. 2014 №4(30) – с.72-78.

REFERENCES

1. Klimov S.A. Using virtual reality// Military education, 2018. v.№3. – p.68-73.
2. Chebotarev V.G., Gromov A.I. Automation of the learning process //Business informatics. 2014 №4(30) – p.72-78.

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

А. В. Писной¹

¹Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (ГУ «НИИ ВС РБ»), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В докладе рассматривается распределение трафика информационных потоков, основанное на методах математического программирования применительно для пакетных транспортных сетей связи. Разработана модель, которая учитывает присвоение приоритетов направлениям связи, деление информационных потоков по видам трафика и организацию передачи их по индивидуальным маршрутам.

Ключевые слова: распределение; информационные потоки; пакетная транспортная сеть связи; математическое программирование; направление связи; трафик; маршрут.

DISTRIBUTION OF INFORMATION FLOWS ON A PACKET TRANSPORT COMMUNICATION NETWORK

A. V. Pisnay¹

¹ State Institution "Scientific Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus" (SI «SRI of the AF of the RB»), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The report examines the traffic distribution of information flows based on mathematical programming methods applied to packet transport communication networks. A model has been developed that takes into account the assignment of priorities to communication directions, the division of information flows by traffic types and the organization of their transmission along individual routes.

Keywords: distribution; information flows; packet communication transport network; mathematical programming; communication direction; traffic; route.

1. ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение своевременного и достоверного обмена информацией различного вида при выполнении заданных требований к качеству обслуживания – основная цель функционирования сетей связи. В настоящий момент наблюдается быстрое развитие мультисервисных сетей, в следствии чего возрастают количество предоставляемых услуг связи, в том числе и в сетях военной связи для должностных лиц органов военного управления. Это приводит к росту объемов трафика, который необходимо передать между пунктами различных уровней управления при постоянно меняющихся условиях обстановки [1]. Такие условия приводят к возникновению перегрузок на сетях, которые негативно влияют на своевременность доставки информации, функционирование сетей связи в целом и на управление войсками.

Из [2] известно, что для эффективного функционирования сети связи необходимо чтобы были реализованы задачи управления: структурой сети, объемов потоков нагрузки и распределения их на сети. С точки зрения предназначения сети связи, а именно передачи информации, наибольший интерес составляет последняя задача. Управление распределением потоков сети обеспечивает оптимизацию маршрутов передачи и распределение нагрузки по ним с учетом заданных приоритетов. Данные

задачи должны решаться не только на этапе планирования, но и на этапе функционирования сети, что позволит эффективно использовать ее ресурсы.

В настоящий момент основным способом распределения информационных потоков на сети связи является составление плана распределения нагрузки. Под планом распределения нагрузки понимается заданная совокупность маршрутов между корреспондирующими парами узлов (КПУ) и очередность их выбора. Как правило, план распределения нагрузки строится оптимальным по одному из критериев: по числу транзитных узлов, по максимальной вероятности доведения информации, по минимальному времени доведения сообщения, по максимальной вероятности ошибки. Выбор показателя оптимальности обуславливается возможностью измерения этого показателя и степенью влияния его на характеристики сети.

Исходными данными для составления плана распределения нагрузки являются сведения о пользователях сети, состав пунктов управления и порядок их перемещения, количество направлений связи и ожидаемые нагрузки на них. Часто план распределения нагрузки представляется в виде матрицы маршрутов для узла связи. Наиболее распространённым способом составления плана распределения нагрузки (матрицы маршрутов) является метод последовательного распределения нагрузки. Однако он имеет существенные недостатки: не всегда обеспечиваются услугами связи направления, которые имеют низкие приоритеты, а также рассматривается ограниченный набор вариантов распределения в установленные сроки. Применительно к пакетным транспортным сетям связи, план распределения нагрузки является исходными данными для заполнения таблиц маршрутизации при статической маршрутизации.

На современном этапе, на практике, для распределения информационных потоков, применяются специальные программно-аппаратные средства – маршрутизаторы. Особенностью данных устройств, разработанных отечественным военно-промышленным комплексом, является использование адаптивных алгоритмов маршрутизации для сетей связи общего пользования. Однако, как было показано в [1], данные алгоритмы не учитывают особенности сетей военной связи, вследствие этого, они не согласовано используют общий сегмент сети в отношении пропускной способности. Таким образом возникает ситуация, когда маршрутизатор не может организовать передачу заданных информационных потоков, хотя такая возможность в сети имеется.

Одним из направлений распределений информационных потоков является использование методов математического программирования. Такой подход позволяет учесть особенности сетей военной связи и повышает обоснованность принимаемого решения при планировании и эксплуатации сетей связи. Благоприятными условиями реализации данного подхода являются исходные данные – структура сети связи, конфигурация направлений связи, которые в отличии от сетей связи общего пользования, известны и малоизменяются [3].

2. МОДЕЛЬ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

Исходные данные и обозначения. Структура сети связи представляет собой совокупность из n узлов связи $V = \{v_i\}, i = \overline{1, n}$ и d линий связи $E = \{e_j\}, j = \overline{1, d}$ с пропускными способностями, заданными в виде вектора $B = \{b_j\}, j = \overline{1, d}$. На сети связи существуют конечное число K информационных направлений, каждое из которых соответствует одной из множества корреспондирующих пар узлов ($Z = \{z_k\}, k = \overline{1, K}$),

между которыми существует ненулевая потребность в информационном обмене. Для каждого k -ого информационного направления существует конечное число T_k , $k = \overline{1, K}$ возможных маршрутов передачи, которое образует множество $Q_k = \{q_t\}, t = \overline{1, T_k}$, $k = \overline{1, K}$. Общее количество маршрутов для всех направлений сети связи образует множество $Q = \{q_t\}, t = \overline{1, T}$ и определяется по формуле:

$$T = \sum_k T_k, k = \overline{1, K}. \quad (1)$$

Для уменьшения вычислительной сложности в качестве ограничения на количество маршрутов может выступать ранг маршрута r_t , $t = \overline{1, T}$ – это число, которое не должно быть привыщено метрикой маршрута.

С целью повышения точности расчетов в модели предлагается делить информационный поток по χ видам трафика согласно рекомендации Международного союза электросвязи в области телекоммуникаций ITU-T Y.1541[4]. Стоит отметить, что такое деление в данном случае применимо, т.к. к каждому виду трафика, согласно рекомендации, предъявляются различные требования (задержка передачи пакетов и вариация такой задержки) к рабочим характеристикам сети по передаче пакетов информации. Таким образом, для каждого вида трафика задаются требования по передаче $H = \{h_k^{(p)}\}, k = \overline{1, K}, p = \overline{1, \chi}$. Исходя из этого величина p -го вида трафика агрегированного информационного потока передающегося по маршруту q_t будем записывать выражением:

$$X = \{x_t^{(p)}\}, t = \overline{1, T}, p = \overline{1, \chi} \quad (2)$$

Таким образом величина p -го вида трафика агрегированного информационного потока для k -го направления связи примет вид:

$$H^* = \{h_t^{*(p)}\} = \left\{ \sum_{q_t \in Q_k} x_t^{(p)} \right\}, t = \overline{1, T}, p = \overline{1, \chi}, k = \overline{1, K} \quad (3)$$

Введем булевые переменные:

$$a_{j,t} = \begin{cases} 1, & \text{если } e_j \in q_t, j = \overline{1, p}, t = \overline{1, T} \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad \text{коэффициент, который отражает}$$

вхождение линий связи e_j в маршрут q_t ;

$$\xi_{t,k} = \begin{cases} 1, & \text{если } q_t \in Q_k, t = \overline{1, T}, k = \overline{1, K} \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad \text{коэффициент, которая отражает}$$

принадлежность выбранного маршрута q_t к информационному направлению k ;

$\{y_t^{(p)}\} = \{0, 1\}, t = \overline{1, T}, p = \overline{1, \chi}$ – переменная, которая равна 1, если трафик информационного потока передается по маршруту q_t , и равен 0, если не передается.

Введем ограничения задачи:

1. Сумма величин всех видов трафиков для всех существующих маршрутов направления связи проходящих через j -ю линию связи не должны превышать пропускную способность данной линии связи:

$$\sum_{p=1}^{\chi} \sum_{t=1}^T a_{j,t} \cdot \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \leq b_j, j = \overline{1, m} \quad (4)$$

2. Сумма величин p -го вида трафика передаваемого по маршрутам $q_i \in Q_k$ для k -го направлению связи не должна превышать предъявляемого требования по передаче заданного трафика для данного направления связи:

$$\sum_{t=1}^{T_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(j)} \cdot x_t^{(j)} \leq h_k^{(j)}, \quad k = \overline{1, K}, \quad j = \overline{1, \chi} \quad (5)$$

3. Так как заданная модель применительна для пакетных транспортных сетей связи, то необходимо учесть, что p -ый вид трафика для k -го информационного направления должен передаваться только по одному маршруту передачи. Это обусловлено тем, что при передаче различных пакетов информации одного источника, по маршрутам с различной метрикой, приведет к получению этих пакетов на приемной стороне через различные временные промежутки, что в свою очередь приводит к нарушению процесса восстановления переданной информации или, в худшем случае, к ее утрате [5]. Таким образом данное условие можно записать в виде выражения:

$$\sum_{q_i \in Q_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} = 1, \quad k = \overline{1, K}, \quad p = \overline{1, \chi} \quad (6)$$

4. Так как показателем величины трафика информационного потока является скорость передачи, измеряемая в битах за секунду (бит/с), то очевидно, что минимальным её значением является – 1 бит/с, а все другие получаемые значения кратны ему. Таким образом, необходимо ввести условие целочисленности определяемых величин:

$$x_t^{(j)} = \{0, 1, \dots\}, \quad t = \overline{1, T}, \quad j = \overline{1, \chi} \quad (7)$$

Целевая функция задачи. Исходя из предназначения сетей связи, необходимо выполнить требования по передаче информационных потоков. Однако не всегда заданная структура сети связи позволяет это сделать. В данном случае необходимо достигать таких величин для видов трафика информационных потоков, которые были бы максимально приближены к заданным требованиям по их передаче. Таким образом сформулируем *целевую функцию* – необходимо минимизировать отклонение величин искомых трафиков информационных потоков от требований по их передачи:

$$\sum_{p=1}^{\chi} \left(\sum_{k=1}^K h_k^{(j)} - \sum_{t=1}^T w_t^{(p)} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \right) \rightarrow \min \quad (8)$$

где $\{w_t^{(p)}\}, t = \overline{1, T}, p = \overline{1, \chi}$ – коэффициент учета приоритета для вида трафика информационного потока направления связи. Данный коэффициент принимает значение 1 если приоритет не задан и $w_t^{(j)} > 1, t = \overline{1, T}, j = \overline{1, \chi}$ если приоритет существует. Стоит отметить, так как требования $h_k^{(j)}$ заданы, постоянны и представляют собой число, то целевую функцию можно трансформировать в выражение:

$$\sum_{j=1}^{\chi} \sum_{t=1}^T w_t^{(j)} \cdot y_t^{(j)} \cdot x_t^{(p)} \rightarrow \max \quad (9)$$

Таким образом, сформулируем *постановку задачи*. В сети связи с заданной структурой, необходимо определить величины трафиков информационных потоков. При этом сумма величин трафиков информационных потоков, передающиеся по общей линии связи, не должны превышать её пропускной способности. Приоритетно должны быть удовлетворены требования по передаче трафиков информационных потоков между КПУ, а при невозможности удовлетворения, необходимо минимизировать отклонение заданных требований от рассчитанных величин трафиков информационных

потоков. Каждый вид трафика передается по одному маршруту передачи между КПУ. Допускается использование общего маршрута передачи для различных видов трафика для одного направления связи.

Исходя из этого построим математическую модель:

$$\begin{aligned}
 & \text{Найти } \sum_{p=1}^{\chi} \sum_{t=1}^T w_t^{(p)} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \rightarrow \max \\
 & \text{при условиях } \left\{ \begin{array}{l} \sum_{p=1}^{\chi} \sum_{t=1}^T a_{j,t} \cdot \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \leq b_j, \quad j = \overline{1, m} \\ \sum_{t=1}^{T_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \leq h_k^{(p)}, \quad k = \overline{1, K}, \quad p = \overline{1, \chi} \\ \sum_{q_i \in Q_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} = 1, \quad k = \overline{1, K}, \quad p = \overline{1, \chi} \\ x_t^{(p)} = \{0, 1, \dots\}, \quad t = \overline{1, T}, \quad p = \overline{1, \chi} \end{array} \right. \quad (10)
 \end{aligned}$$

3. МЕТОДИКА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

Создание методики обусловлено малой эффективностью программно-аппаратных средств, в основе которых положены адаптивные алгоритмы маршрутизации, разработанные для сетей связи общего пользования, а также недостаточного и несогласованного использования ими имеющегося ресурса сети по пропускной способности.

Методика предназначена для организации согласованной передачи информационных потоков с учетом функционирования на сети связи множества КПУ, а также для повышения эффективности использования ресурсов сети.

В целях обеспечения услугами связи направлений, к которым предъявлены минимальные по величине требования, в методике предложено выполнение двухэтапного решения задачи математического программирования с различными условиями.

Выполнение методики можно разделить на 9 линейно выполняемых этапов, представленных на рисунке 1.



Рис. 1. Этапы выполнения методики.

Первый этап предназначен для формирования исходных данных. В качестве исходных данных используется совокупность узлов и линий связи с заданными пропускными способностями, множество КПУ, количество направлений связи и требования по передаче трафиков информационных потоков между КПУ. Для определения минимального по величине требования по передаче необходимо провести ранжирование с помощью *метода сортировки*.

Второй этап предназначен для определения множества возможных маршрутов передачи для каждого заданного направления связи. Для уменьшения количества рассматриваемых маршрутов, их метрику можно ограничить заданным рангом. Расчет на данном этапе производится на основании ряда алгебраических методов, таких как *усовершенствованные методы Дейкстры, метод построения «ярусного дерева»*.

На третьем этапе определяется множество возможных комбинаций маршрутов по одному для каждого направления связи для каждого вида трафика. Расчет проводится *методом комбинаторного перебора*.

В рамках четвертого этапа выбирается одна комбинация маршрутов для всех видов трафика всех направлений связи из множества, которое было сформировано на третьем этапе. В математической модели это реализовывается за счет выбора переменных $\{y_t^{(i)}\}$ *методом перебора*.

На пятом этапе решается задача распределения трафиков информационных потоков с учетом существующих соотношений между заданными требованиями по их передаче с помощью *методов математического программирования*. Для реализации учета этого соотношения необходимо модель (10) дополнить условием:

$$\sum_{q_t \in Q_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} - \sum_{q_t \in Q_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \leq h_k^{(p)} - h_K^{(p)}, \quad k = \overline{1, K-1}, \quad t = \overline{1, T}, \quad p = \overline{1, \chi} \quad (11)$$

Таким образом, основой решения задачи распределения трафиков информационного потока на данном этапе будет *усовершенствованная модель (12)*, которая примет вид:

Найти $\sum_{p=1}^{\chi} \sum_{t=1}^T w_t^{(p)} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \rightarrow \max$

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{p=1}^{\chi} \sum_{t=1}^T a_{j,t} \cdot \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \leq b_j, \quad j = \overline{1, m} \\ \sum_{t=1}^{T_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \leq h_k^{(p)}, \quad k = \overline{1, K}, \quad p = \overline{1, \chi} \\ \sum_{t \in T_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} = 1, \quad k = \overline{1, K}, \quad p = \overline{1, \chi} \\ x_t^{(p)} = \{0, 1, \dots\}, \quad t = \overline{1, T}, \quad p = \overline{1, \chi} \\ \sum_{t \in T_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(j)} \cdot x_t^{(j)} - \sum_{t \in T_K} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(j)} \cdot x_t^{(j)} \leq h_k^{(j)} - h_K^{(j)}, \quad k = \overline{1, K-1}, \quad t = \overline{1, T}, \quad j = \overline{1, \chi} \end{array} \right. \quad (12)$$

при условиях

В результате получаем вектор величин распределенных трафиков информационных потоков с учетом существующих соотношений между заданными требованиями по их передаче.

На шестом этапе решается задача распределения трафиков информационных потоков без учета существующих соотношений между заданными требованиями по их передаче и с учетом ранее полученных результатов решения с помощью *методов математического программирования*. Для этого фиксируются результаты решения, полученные на пятом этапе:

$$\{x_t^{*(j)}\} = \{x_t^{(j)}\}, \quad t = \overline{1, T}, \quad j = \overline{1, \chi} \quad (13)$$

Так же необходимо дополнить модель (10) условием, что результаты полученные в процессе распределения должны быть не хуже результатов, полученных на пятом этапе. Для этого модель (10) необходимо дополнить условием:

$$x_t^{(j)} \geq x_t^{*(j)}, \quad t = \overline{1, T}, \quad j = \overline{1, \chi} \quad (14)$$

Таким образом, основой решения задачи распределения трафиков информационного потока на данном этапе будет *усовершенствованная модель (15)*, которая примет вид:

Найти $\sum_{p=1}^{\chi} \sum_{t=1}^T w_t^{(p)} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \rightarrow \max$

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{p=1}^{\chi} \sum_{t=1}^T a_{j,t} \cdot \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \leq b_j, \quad j = \overline{1, m} \\ \sum_{t=1}^{T_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} \cdot x_t^{(p)} \leq h_k^{(p)}, \quad k = \overline{1, K}, \quad p = \overline{1, \chi} \\ \sum_{t \in T_k} \xi_{t,k} \cdot y_t^{(p)} = 1, \quad k = \overline{1, K}, \quad p = \overline{1, \chi} \\ x_t^{(p)} = \{0, 1, \dots\}, \quad t = \overline{1, T}, \quad p = \overline{1, \chi} \\ x_t^{(j)} \geq x_t^{*(j)}, \quad t = \overline{1, T}, \quad j = \overline{1, \chi} \end{array} \right. \quad (15)$$

при условиях

В результате получаем вектор величин распределенных трафиков информационных потоков для всех существующих маршрутов, которые необходимо пересчитать в величины трафиков информационного потока каждого направления связи с помощью выражения:

$$H^* = \left\{ h_t^{*(j)} \right\} = \left\{ \sum_{t \in T_k} x_t^{(j)} \right\}, t = \overline{1, T}, j = \overline{1, \chi}, k = \overline{1, K} \quad (16)$$

На седьмом этапе рассчитанные величины распределенных трафиков информационных потоков записываются в массив решений.

На восьмом этапе происходит проверка все ли рассмотрены комбинации маршрутов из их множества. Если расчет не был произведен по всем возможным комбинациям маршрутов, то происходит переход на четвертый этап, где выбирается новая комбинация. В другом случае происходит переход к девятому этапу.

На девятом этапе происходит выбор рационального решения из существующего множества. В качестве критерия выбора принимается максимальное значение величин распределенных трафиков информационных потоков на сети связи с заданной структурой с заданной совокупностью корреспондирующих пар узлов и требований по их передаче. Стоит отметить, что кроме величин трафиков информационных потоков, в качестве дополнительного результата, определяются рациональные маршруты их передачи.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенные модели и методика, в отличии от известных, позволяет рационально решить задачу распределения информационных потоков, разделенные по видам трафика, с учетом особенностей пакетной транспортной сети связи в условиях функционирования

на данной сети всех заданных корреспондирующих пар узлов. Кроме этого определяются рациональные маршруты передачи для всех видов трафиков информационных потоков, которые позволяют предотвратить возникновение перегрузок на сети связи.

Реализация данной методики и моделей возможна в математическом программном обеспечении *Matlab* с использованием встроенной функции *intlinprog* или в специальном программном обеспечении, разработанное на известных языках программирования (например *C#* с использованием библиотеки *Microsoft Solver Foundation*). Разработанный продукт может использоваться для поддержки принятия решения должностными лицами органов управления связи при планировании и эксплуатации сетей связи.

Разработанные модели и методика могут быть математическим заделом для создания военного протокола маршрутизации, который в перспективе будет взаимодействовать с автоматической системой администрирования и мониторинга и автоматизированной системой управления связью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Писной А.В., Байдаков М.Н., Обух А.В. Маршрутизация информационных потоков в пакетных сетях передачи данных военного назначения // Наука и военная безопасность, 2021, №2 - С. 13-18.
2. Лисовский А.В., Бабошин В.А., Шарко Г.В., Керко В.А., Комашинский В.И., Масановец В.В. Вторичные сети военной связи. – М.: МО, 2002 г. – 462 с.
3. Писной А.В., Байдаков М.Н. Усовершенствованная методика оценки пропускной способности цифровой сети связи // Наука и военная безопасность, 2022, №4 - С. 10-14.
4. Требования к сетевым показателям качества для служб, основанных на протоколе IP: Рекомендация Y.1541 – Женева: Международный союз по электросвязи, 2007 г.– 12 с.

5. Олифер В., Олифер Н. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: М.: Питер, 2017 г. - 992 с.

REFERENCES

1. Pisnoy A.V., Baidakov M.N., Obukh A.V. Routing of information flows in packet data transmission networks for military purposes // Science and military security, 2021, No. 2 - pp. 13-18.
2. Lisovsky A.V., Baboshin V.A., Sharko G.V., Kerko V.A., Komashinsky V.I., Masanovets V.V. Secondary military communications networks. – Moscow: MO, 2002 – 462 p.
3. Pisnoy A.V., Baidakov M.N. Improved methodology for assessing the bandwidth of a digital communication network // Science and military security, 2022, No. 4 - pp. 10-14.
4. Requirements for network quality indicators for IP-based services: Recommendation Y.1541 – Geneva: International Telecommunication Union, 2007 – 12 p.
5. Olifer V., Olifer N. Computer networks. Principles, technologies, protocols: M.: Peter, 2017 - 992 p.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСА СРЕДСТВ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ

А.А. Чусов, И.А. Баталин, Ю.В. Кондрашов

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
г. Санкт-Петербург, Россия.

Аннотация. В статье представлена программа для визуального ознакомления с комплексом средств передачи сигналов управления. Программа позволяет наиболее качественно изучить аппаратуру, повысить общий уровень знаний и углубленно изучить изделие, возможности и способы применения средств и комплексов связи.

Ключевые слова: система визуализации, виртуальный тур, специальное программное обеспечение, комплекс средств передачи сигналов управления.

IMPROVEMENT OF THE VISUALISATION SYSTEM OF THE CONTROL SIGNAL TRANSMISSION COMPLEX

A.A. Chusov, I.A. Batalin, Yu.V.Kondrashov

Military telecommunication's academy named after Marshal of Soviet Union S.M.Budyonny,
St.Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents a program for visual acquaintance with the complex of means of transmitting control signals. The program allows you to study the equipment most qualitatively, increase the general level of knowledge and study the product in depth, the possibilities and ways of using communication tools and complexes

Keywords: visualization system, virtual tour, special software, control signal transmission complex.

1. ВВЕДЕНИЕ

Системы визуализации становятся все более востребованными в сфере образования. Современные возможности применения инструментов визуализации информации стимулируют когнитивную, эвристическую деятельность учащихся; позволяют быстрее и эффективнее усваивать информацию в образовательном процессе.

На сегодняшний день, в связи с поступлением в Вооруженные Силы Российской Федерации новых образцов военной техники связи, возникает необходимость в качественной подготовке специалистов, способных в полной мере использовать её потенциал. Из-за отставания учебно-материальной базы от частоты поставки современного вооружения, военной техники в подразделения и воинские части Министерства обороны Российской Федерации возникают трудности при обучении военнослужащих работе на данных технических средствах. Выходом из сложившейся ситуации является внедрение специального программного обеспечения систем визуализации тренажёрных комплексов, которые имитируют работу современных средств связи.

Применение специального программного обеспечения, позволяет обучаемым приобрести твердые навыки в работе на средствах связи. Использование персональных компьютеров с данным тренажёром, вместо самой аппаратуры, позволит выполнять учебные задачи в любое время, даже при отсутствии руководителя занятий. Внедрение в учебную сеть любой образовательной организации тренажёра даст возможность

производить обучение дистанционно, что значительно снизит износ техники при подготовке специалистов связи.

2. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ ПРОГРАММЫ

Программа, разработанная авторами, предназначена для изучения с помощью системы визуализации комплекса средств для передачи сигналов управления (рисунок 1). Программа выполнена на электронно-вычислительной машине типа *IBM*-совместимый компьютер операционной системой семейства *Windows* с использованием программы *Kolor Panotour Pro 2.5*. Объём программы составляет 87,4 Мб.



Рис. 1. Интерфейс системы визуализации комплекса средств передачи сигналов управления

При изучении изделия оператор может с помощью кнопок управления, перемещаться, отдалять и приближать объекты, включать интерактивный просмотр панорамы. Режимы управления виртуальным туром отображаются в нижнем левом углу экрана.

В данном виртуальном туре реализована возможность ознакомления с комплексом средств передачи сигналов управления в объемном 3D режиме, просматривая объекты и пространство с углом обзора в 360 градусов, перетягивая курсор мыши, либо используя специальный курсор в углу проекта (рисунок 2).



Рис. 2. Специальный курсор для взаимодействия с системой

В виртуальном туре изделия также есть возможность просматривать описание элемента системы изделия, нажав на автоматизированное рабочее место (рисунок 3).



Рис. 3. Автоматизированное рабочее место

В окне описания автоматизированного рабочего места при нажатии для изучения представлены тактико-технические характеристики комплекса и его предназначение.

Также в данном виртуальном туре есть возможность изучать руководство пользователя данного изделия, нажав красную функциональную клавишу виртуального тура.

Блок-схема использования виртуальной программы представлена на рисунке 4.



Рис. 4. Блок-схема использования виртуальной программы

Алгоритм выполнения программы последовательно осуществляет:

Этап 1. После установки программы в исходное положение, выбор исходного файла.

Этап 2. Выбор виртуального тура на данное изделие.

Этап 3. Сборка тура и просмотр тура.

Этап 4. Вывод виртуального тура в окне браузера.

Этап 5. Перемещение по 3D-туру и визуальное изучение изделия.

Этап 6. Использование функциональных и горячих клавиш для просмотра описания изделия и руководства пользователя.

Этап 7. Окончание изучения и завершение программы.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная программа позволит при наличии персонального компьютера выполнять учебные задачи без использования самой аппаратуры. Таким образом, любой военнослужащий получает возможность осуществлять тренировку и совершенствовать практические навыки работы на аппаратуре связи, повышая общий уровень своей боевой подготовки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Файзрахманов Р. А., Бакунов Р.Р., Мехоношин А.С. Создание трехмерных моделей для системы визуализации тренажерного комплекса // Вестник ПГТУ. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2019. - №5. – с. 62-69.
2. Олифер В., Олифер Н. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: СПб.: Питер, 2021. -992с.

REFERENCES

1. Fajzrahmanov R.A., Bakunov R.R., Mekhonoshin A.S. Creating of 3D models for visualization systems of simulator complex // Messenger PGTU. Electrical engineering, informational technologies, control systems. – 2019 - №5. – p.62-69.
2. V. Olifer, N. Olifer: Computer networks. Principles, technologies, protocols. SPb.:Piter, 2021.-992 p.

СПОСОБ КОНТРОЛЯ ВЛИЯНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ПЕРЕДАЧУ ДАННЫХ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНЫХ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Р. Н. Хорошайлов¹

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

Аннотация. Системы радиосвязи между поездом и участком пути (RSTT) передают необходимую для работы поезда информацию между бортовымadioоборудованием и соответствующей радиоинфраструктурой, расположенной вдоль участка пути, такую как управление поездом, голосовая диспетчеризация, команды, оперативная информация, а также данные мониторинга. В условиях высокоскоростных железных дорог электромагнитные помехи (EMI) представляют серьезную угрозу для RST и могут привести к критическим проблемам безопасности железнодорожного транспорта и даже пассажиров. Поэтому здесь предлагается новый подход к оценке воздействия на радиопередачу на основе совместных статистических характеристик изменяющихся во времени электромагнитных помех. Используется динамическая модель сопоставления эффективного отношения сигнал-помеха-помеха, чтобы установить взаимосвязь между характеристикой блочной ошибки бортовой радиосвязи и совместными статистическими характеристиками помех с метрикой, основанной на взаимной информации.

Ключевые слова: электромагнитные помехи, амплитудное распределение вероятностей, распределение длительности импульса

A METHOD FOR CONTROLLING THE EFFECT OF IMPULSE NOISE ON THE TRANSMISSION OF RAILWAY RADIO COMMUNICATION DATA BASED ON JOINT STATISTICAL CHARACTERISTICS

R. N. Khoroshailov¹

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

Abstract. Train-Segment Radio Communications (RSTT) systems transmit information necessary for train operation between the on-board radio equipment and the associated radio infrastructure along the track, such as train control, voice dispatch, commands, operational information, and monitoring data. In a high-speed rail environment, electromagnetic interference (EMI) poses a serious threat to RST and can lead to critical safety issues for rail vehicles and even passengers. Therefore, a new approach is proposed here to assess the impact on radio transmission based on the joint statistical characteristics of time-varying electromagnetic interference. A dynamic effective signal-to-interference-to-interference correlation model is used to establish the relationship between the airborne radio block error performance and joint interference statistics with a metric based on mutual information.

Keywords: electromagnetic interference, amplitude probability distribution, pulse duration distribution

1. ВВЕДЕНИЕ

Железнодорожные системы радиосвязи между поездом и путями (RSTT) передают управление поездом, голосовую диспетчеризацию, команды, оперативную информацию, а также данные мониторинга между бортовым радиооборудованием и соответствующей радиоинфраструктурой, расположенной вдоль пути. В системе высокоскоростной

железной дороги (HSR) RSTT обеспечивает улучшенное управление железнодорожным движением, безопасность пассажиров и повышенную безопасность движения поездов. Таким образом, RSTT считаются критически важными для эксплуатации поездов в целом и управления аварийными ситуациями. Например, среди функций диспетчерской связи, указанных для железной дороги, Глобальная система мобильной связи для железных дорог (GSM-R) предоставляет железнодорожную службу экстренного реагирования (REC) для машинистов и сигнальщиков, чтобы предупредить все поезда, когда часть назначенного им маршрута может быть занята и возникает опасность столкновения, чтобы они могли немедленно начать снижение скорости или торможение, в зависимости от правил эксплуатации.

К сожалению, железнодорожная инфраструктура работает в суровых и сложных электромагнитных (ЭМ) условиях, когда помехи генерируются как внутри, так и вне системы высокоскоростной железной дороги. Поддерживая движение поездов, система электрической тяги и мощные электроприборы излучают сильное электромагнитное излучение. Таким образом, бортовые устройства RSTT чрезвычайно уязвимы к окружающим электромагнитным помехам, которые могут вызвать ошибки передачи и даже привести к критическим сбоям связи. Ухудшение доступности или качества связи из-за помех недопустимо. Следовательно, чтобы гарантировать надежность услуг связи, необходимо отслеживать и контролировать влияние электромагнитных помех на RSTT.

Здесь предложен новый подход к оценке влияния комплексных помех на RSTT на основе статистики во временной области. Поскольку помехи обычно рассматриваются как импульсы, продолжительность и амплитуда импульсов являются основными факторами, влияющими на работу радиослужб. Поэтому используется распределение длительности импульса (PDD) и распределения амплитуды вероятности (APD) вместе для характеристики электромагнитных помех, чтобы проанализировать производительность системы в условиях импульсного шума. Кроме того, предлагается модель отображения динамического эффективного отношения сигнал-помеха-плюс-шум (SINR) для установления связи между характеристикой блочной ошибки бортовой радиосвязи и совместных статистических характеристик помех с использованием параметра, основанного на взаимной информации.

2. МЕТОД ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ НА СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ МЕЖДУ ПОЕЗДОМ И ПУТЕВЫМИ УЧАСТКАМИ ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ ВО ВРЕМЕНИ ПОМЕХ

Для системы радиосвязи между поездом и путевыми участками надежность является одним из наиболее важных показателей качества, тесно связанных с работой поезда, и многие критерии надежности рассматриваются на основе предположения об ошибке передачи. Таким образом, коэффициент блочных ошибок (BLER) принимается в качестве критерия для указания влияния импульсного мешающего шума на RSTT с использованием кодов прямой коррекции ошибок (FEC). Следовательно, для оценки влияния на RSTT с различными схемами модуляции и кодирования BLER работа встроенного приемопередатчика должна быть доступна сразу же на основе статистического измерения сложных помех в режиме реального времени. Поскольку выигрыш от кодирования радиопередачи в канале с устойчивыми замираниями обычно реализуется алгоритмом взаимно эффективного с точки зрения информации отображения отношения сигнал/помеха плюс шум.

Следовательно, предлагается динамическая модель для достижения показателя качества канала на основе взаимной передачи информации (CQI) при изменяющихся во времени помехах, как показано на рис. 1. Во-первых, показатель производительности каждого отдельного блока кода получается путем отображения информации на основе статистических характеристик электромагнитных помех (EMI).

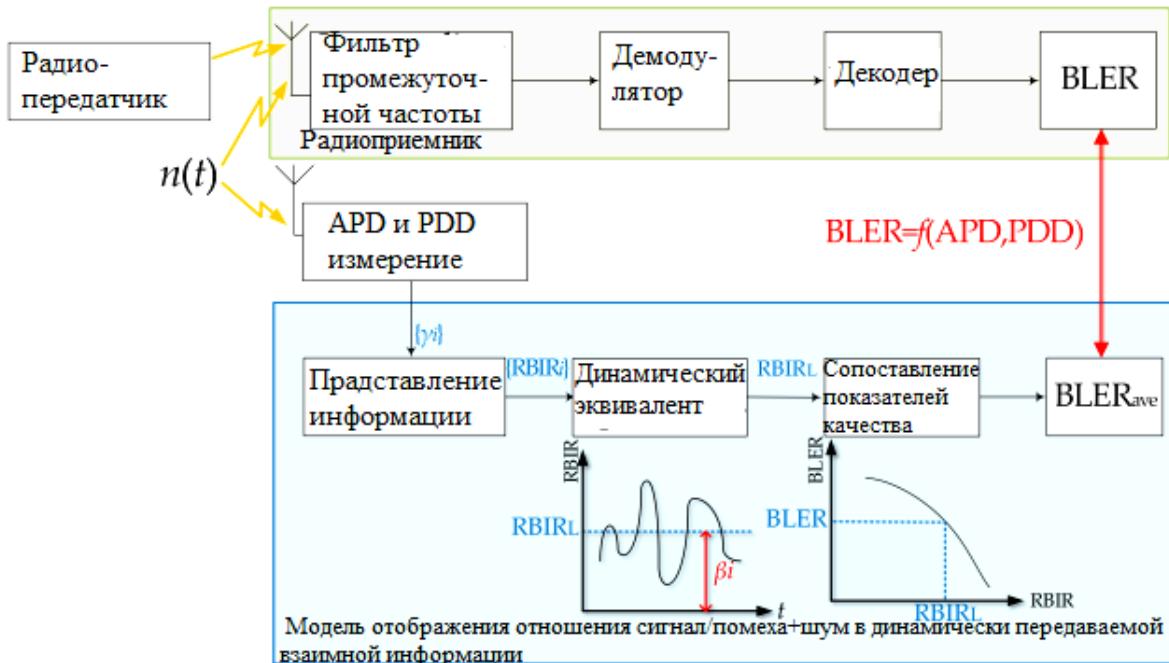


Рис. 1 Пример модели передачи информации при изменяющихся во времени помехах.
 BLER: частота ошибок блока; PDD: распределение длительности импульса; RBIR: скорость приема битовой информации.

Важно отметить, что распределение длительности импульса (PDD) и распределения амплитуды вероятности (APD) помехи $n(t)$ должны быть измерены с использованием эквивалентной полосы пропускания железнодорожной беспроводной службы, подлежащей мониторингу. Согласно алгоритму взаимной информации для отображения отношения сигнала/помеха плюс шум (MI-ESM), скорость передачи битовой информации (RBIR) определяется как CQI для указания качества передачи. Затем предлагается новый показатель, долгосрочный эффективный RBIR (RBIR_L), отражающий общую производительность передачи при наличии динамических помех. Чтобы объединить RBIR каждого блока в ситуациях, изменяющихся во времени, RBIR_L достигается путем взвешенной суммы рядов RBIR.

Следовательно, RBIR_L является эквивалентным CQI RBIR в стабильном канале. Поскольку RBIR_L может быть сопоставлен со средним значением BLER (BLER_{ave}) через справочную таблицу под каналом с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), качество радиопередачи, таким образом, оценивается по значению RBIR_L.

Предполагая, что информационный поток кодируется некоторыми кодами FEC в блоки длиной Q символов и, учитывая передаваемую с конечным алфавитом совокупность $Q = \{q_i\}$ ($i = 1, 2, \dots, M$), символы Q выбираются в соответствии с равномерным распределением вероятностей. Чтобы оценить влияние помех на отдельный блок кода, модель качества, основанная на взаимной информации, показана на рис. 2.

Для RSTT каждый символ принятого сигнала может быть выражен как

$$y = hx + n, \quad (1)$$

где h - коэффициент усиления канала, x относится к передаваемому сигналу, а n относится к стохастическим помехам в среде высокоскоростной железной дороги (HSR).

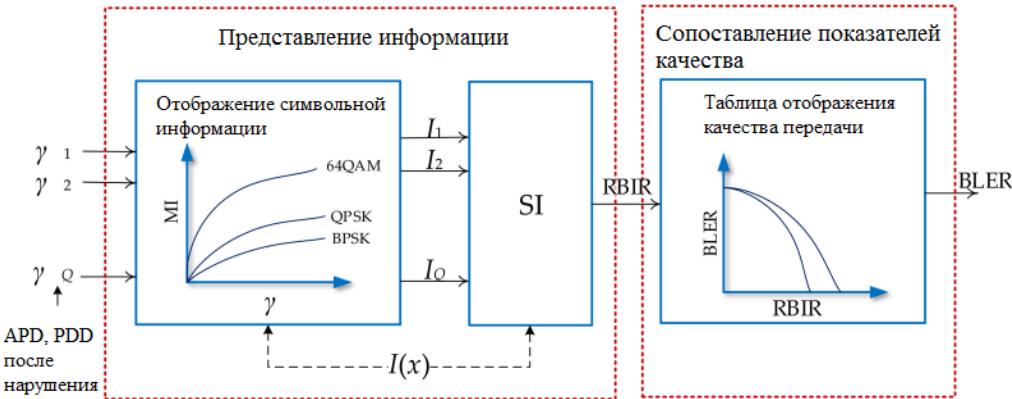


Рис. 2 Пример модели обеспечения качества передачи, основанной на MI с взаимной информацией о символах (SI).

Взаимная информация о символах (SI) каждого символа определяется как

$$SI = I(X; Y) = \sum_i p(y | q_i) P(q_i) \log_2 \frac{p(y | q_i)}{p(y)} dy, \quad (2)$$

где q_i представляет i -й ($i = 1, 2, \dots, M$) символ в передаваемом наборе Q .

Чтобы вычислить SI передаваемого символа, в первую очередь следует определить соответствующее отношение сигнал/помеха + шум (SINR) этого символа. Для современных кодов FEC в сочетании с технологией чередования, таких как турбо-коды и коды с низкой плотностью проверки четности (LDPC), обычно разумно предположить равномерное распределение ошибок внутри блока кода. Чтобы справиться с проблемой чередующихся кодов в негауссовом канале, адаптирована модель канала с блочным замиранием. Канал с блочным замиранием представляет собой канал без памяти со случайным коэффициентом усиления канала или случайными помехами, который является постоянным для блока символов, а затем изменяется на новое независимое значение от блока к другому. Это означает, что SINR каждого символа в этом блоке остается неизменным, несмотря на пакетный шум. Следовательно, эффективный символ SINR принятого символа q_i равен:

$$\gamma_i = \frac{|q_i|^2}{\sigma_w^2 + \sigma_A^2}, \quad (3)$$

где σ_w и σ_A относятся к стандартному отклонению АБГШ и импульсной помехе соответственно. Поскольку фоновый АБГШ относительно слаб по сравнению с импульсами, эффективная мощность шума этого символа может быть оценена по средней мощности шума в течение одного блока кода:

$$\sigma_e^2 = \sigma_w^2 + \sigma_A^2 \approx \int_0^\infty n^2 dAPD_n(n), \quad (4)$$

где n ограничено шумом в пределах длины одного кодового блока. Чтобы упростить вычисление, информация о сигнале при передаче символа q_i приблизительно равна

$$SI_i(\sigma_e, m) = -\log_2 \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \exp \left(-\frac{d_{ij}^2 / \sigma_e^2}{3 - \exp(-d_{ij}^2 / (4\sigma_e^2))} \right), \quad (5)$$

где m - количество информационных битов, составляющих i -й символ, а d_{ij} обозначает евклидову меру между i -й и j -й сигнальными точками в наборе Q .

Кроме того, скорость передачи принятой битовой информации вычисляется из значения SI символов, составляющих блок кода, которое получается из SINR ук в течение одного блока. Таким образом, скорость передачи принятой битовой информации (RBIR) задается как

$$RBIR = \frac{\sum_{k=1}^Q SI(\gamma_k)}{\sum_{k=1}^Q m_k} = \frac{E[SI_k]}{E[m_k]}, \quad (6)$$

где SI_k - взаимная информация k-го ($k = 1, 2, \dots, Q$) передаваемого символа в блоке.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Радиопередача моделируется на платформе MATLAB компьютера, а также производится оценка производительности на основе статистики. Электромагнитные помехи генерируются адаптерным модулем радиочастотного передатчика NI-5793, который может генерировать сигнал произвольной формы. Приемник электромагнитных помех построен на архитектуре NI FlexRIO.

Генератор сигналов генерирует импульсы с амплитудой A, шириной W и циклом повторения T_p , и импульсы и АБГШ составляют смешанные помехи, связанные с радиопередачей. Без потери целостности сигнала предполагаем, что A подчиняется гауссову распределению с дисперсией σ_h^2 , а дисперсия равна σ_l^2 . Таким образом, кривая распределения амплитуды вероятности (APD) смешанного возмущения определяется как

$$APD_n(n) = \rho \operatorname{erf}\left(\frac{n}{\sqrt{2}\sigma_h}\right) + (1 - \rho) \operatorname{erf}\left(\frac{n}{\sqrt{2}\sigma_l}\right), \quad (7)$$

где $\rho = W/T_p$ относится к коэффициенту заполнения импульсов. Пример импульсного возмущения показан на рис. 3 при $\sigma_l = 1$, $\sigma_h = 10$ и $\rho = 0,1$. В частности, кривые APD помех одинаковы, если они имеют равные ρ , σ_l и σ_h , поэтому при этих обстоятельствах их можно отличить с помощью распределения длительности импульса (PDD), как показано на рис. 4.

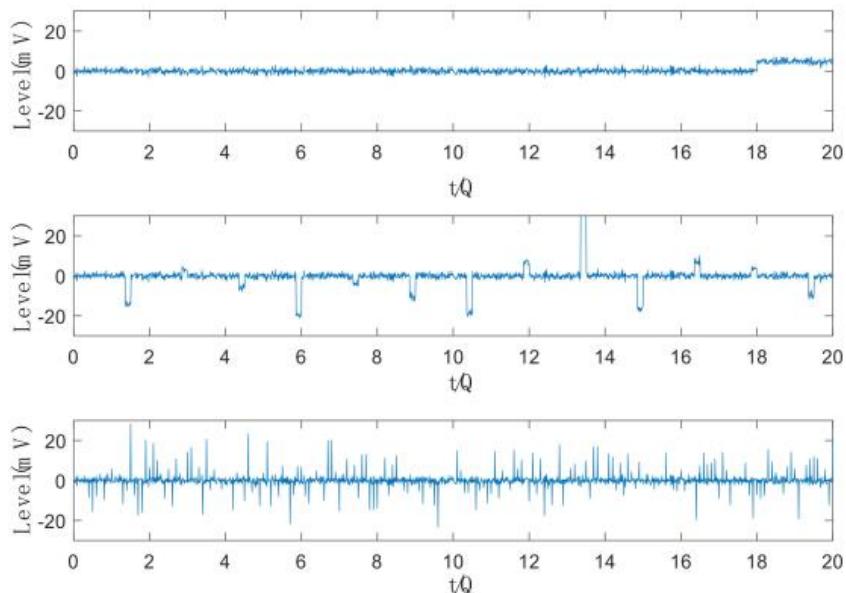


Рис. 3. Пример осциллографов импульсного возмущения во временной области, когда $\sigma_l = 1$, $\sigma_h = 10$, $\rho = 0,1$ и повторяющийся цикл составляет $T_p = 20Q$, $T_p = 1,5Q$, $T_p = 0,1Q$ соответственно

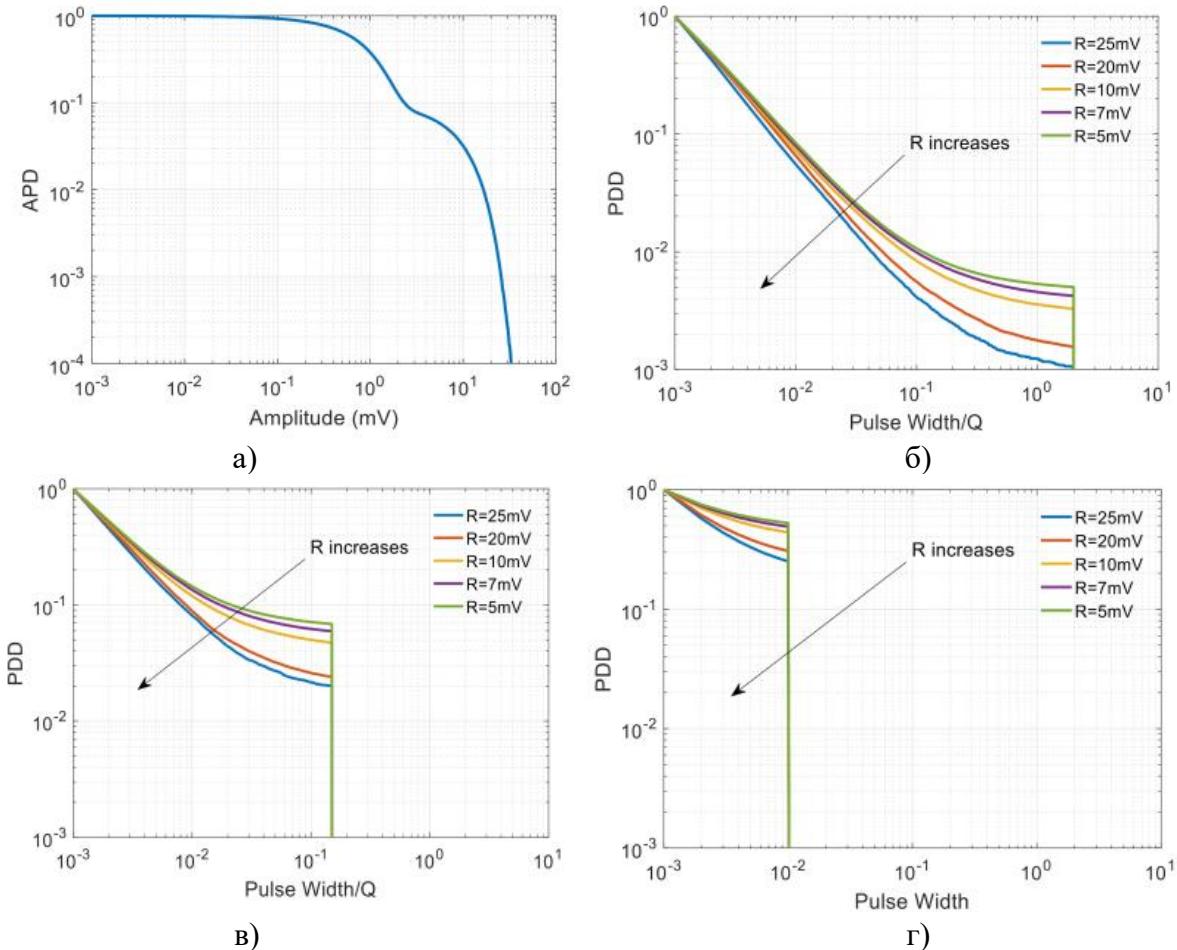


Рис. 4. Графики APD и PDD импульсных возмущений, показанные на рис.3: (а) одинаковый APD для всех возмущений; (б) PDD при $T_p = 20Q$, $\rho = 0,1$; (в) PDD при $T_p = 1,5Q$, $\rho = 0,1$; и (г) PDD при $T_p = 0,1Q$, $\rho = 0,1$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Поскольку электромагнитные помехи представляют собой серьезную угрозу надежности систем железнодорожной связи, здесь предложена новая методология для контроля работы RSTT в режиме реального времени в условиях помех в системе высокоскоростной железной дороги. На основе совместных статистических характеристик импульсных помех предложена динамическая модель MI для прогнозирования ухудшения RSTT с использованием кодов FEC. Эта модель преобразует совместные статистические характеристики временной области, т.е. APD и PDD возмущений, в метрику MI, с помощью которой получается среднее значение коэффициента блочных ошибок (BLER). Согласно результатам моделирования, метод, основанный на совместных статистических характеристиках, действителен при различных помехах, даже если они имеют одинаковое распределение амплитуды, а максимальные оцененные ошибки SINR при 1% BLER не превышают 1,2 дБ. Иными словами, этот метод эффективен в более сложных ситуациях, когда передаваемые сигналы с различными схемами модуляции и кодирования подвергаются воздействию различных помех. Более того, поскольку этот метод не требует предварительной статистической информации о помехах, он потенциально может быть применен для оценки эффективности помех в более практических приложениях, таких как наблюдение в режиме реального времени, анализ рисков и раннее предупреждение в будущем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высоконивневого синтеза / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 2. – С. 99-105.
2. Du, H.; Wen, C.; Li, W. A new method for detecting and early-warning in-band interference of the GSM-R network. In Proceedings of the IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT), Chengdu, China, 27–30 October 2017; pp. 800–804.
3. Geng, X.; Wen, Y.; Zhang, J. An APD-Based Evaluation on the Effect of Transient Disturbance over Digital Transmission. Chin. J. Electron. 2020, 29, 57–65.
4. Хорошайлова М.В. Методика взаимодействия каналов поездной радиосвязи, обеспечивающая безопасность передачи данных/ М.В. Хорошайлова, А.В. Турецкий, Р.Н. Хорошайлов// Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 5. С. 124-131.

REFERENCES

1. Khoroshailova M.V. Architecture of channel coding based on FPGA for a 5G wireless network using high-level synthesis / M.V. Khoroshailova // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2018. – Vol. 14. No. 2. – pp. 99-105.
2. Du, H.; Wen, C.; Li, W. A new method for detecting and early-warning in-band interference of the GSM-R network. In Proceedings of the IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT), Chengdu, China, 27–30 October 2017; pp. 800–804.
3. Geng, X.; Wen, Y.; Zhang, J. An APD-Based Evaluation on the Effect of Transient Disturbance over Digital Transmission. Chin. J. Electron. 2020, 29, 57–65.
4. Khoroshailova M.V. Method of interaction of train radio communication channels, ensuring the security of data transmission / M.V. Khoroshailova, A.V. Turk, R.N. Khoroshailov// Bulletin of the Voronezh State Technical University. 2022. Vol. 18. No. 5. pp. 124-131.

СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ, ПУТЕМ ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА

О.А. Кудрявцев

АО "Концерн "Созвездие", Воронеж, Российской Федерации

Аннотация. Проведен анализ работы средств связи, в которых используется, способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала, рассмотрена структурная схема устройства, с использованием которого реализован способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала.

Ключевые слова: способ противодействия системам извлечения информации, принимающая станция, передающая станция, станция, осуществляющая несанкционированный прием информации, значение рабочей частоты, амплитуда сигнала, фаза сигнала, вид модуляции, способ (алгоритм) кодирования.

A METHOD OF COUNTERING INFORMATION EXTRACTION SYSTEMS THAT RECOGNIZE THE INDIVIDUAL STRUCTURE OF SIGNALS BY DISTORTING THE WAVEFORM

O.A. Kudryavtsev

JSC "Concern "Constellation", Voronezh, Russian Federation

Abstract. The analysis of the operation of communication facilities that use the method of counteracting information extraction systems that recognize the individual structure of signals by distorting the waveform is carried out; waveform.

Keywords: method of counteracting information extraction systems, receiving station, transmitting station, station performing unauthorized reception of information, operating frequency value, signal amplitude, signal phase, modulation type, coding method (algorithm).

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существует литература [1,2,3], в которой обоснованы способы передачи информации и значений их параметров, с учетом радиоэлектронного подавления (РЭП), способы синхронного изменения параметров средств связи (СрС) (частота, амплитуда, фаза, вид сигнала, вид модуляции, способ кодирования) и значений их параметров в интересах снижения эффективности средств РТР. Системы разрушения информации предназначены для создания организованных помех радиотехническим системам (РТС) передачи и извлечения информации, т.е. подавления (искажения) циркулирующей в них полезной информации или создания ложной информации (технической дезинформации) путем излучения или переизлучения соответствующих мешающих радиосигналов.

Основополагающим вопросом при проектировании и применении любых РТС в заданных условиях эксплуатации является вопрос об их эффективности. Каждая РТС должна успешно решать поставленные перед ней задачи. Степень решения тех или иных задач в конкретных внешних условиях при наличии соответствующих ограничений дает определенный эффект. РТС, обеспечивающую положительный эффект называют

эффективной. При этом под эффективностью РТС понимают свойства (способность) выполнять поставленные задачи в конкретных условиях.

Целью данной статьи является: рассмотрение способа противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала.

Это предполагает решение задач:

- анализ работы СрС, в которых используется, способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала;

- рассмотрение структурной схемы устройства, с использованием которого, реализован способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала.

2. АНАЛИЗ РАБОТЫ СРЕДСТВ СВЯЗИ, В КОТОРЫХ ИСПОЛЬЗУЕТСЯ, СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ

Работа СрС, в которых используется предлагаемый способ, осуществляется следующим образом. При входжении в связь станции осуществляют синхронизацию. В случае использования какого-либо алгоритма изменения рабочей частоты, станции осуществляют синхронизацию при каждом изменении частоты. Работа ГПС кодов (датчиков псевдослучайных последовательностей (ПСП) чисел) и поддержка их синхронной работы в станциях осуществляется в течение всего времени работы станций. В станциях используют идентичные ГПС кодов. Темп, с которым ГПС кодов вырабатывает случайные числа, устанавливают заранее. В передающей станции последовательность передаваемых цифровых данных разбивают на фрагменты установленной заранее длины, каждый фрагмент содержит установленное заранее число информационных символов. Сигнал, образующий информационный символ, кодируют и модулируют, в соответствии с используемыми видами кодирования и модуляции. Сигналы, образующие информационные символы, входящие в один фрагмент, модулируют с использованием одной из N функций искажений, которые используют для искажения формы сигнала.

Используют функции искажения, которые удовлетворяют следующим требованиям:

- среднее значение каждой функции на временном отрезке, соответствующем длительности одного символа отличается от нулевого значения не более чем на заданную величину;

- спектральные составляющие, которые образуются при модуляции сигнала с использованием функций искажений, находятся в пределах полосы сигнала;

- искажение формы сигнала обеспечивает максимально возможные значения вероятности попарного различия сигналов;

- максимальное значение амплитуды любой используемой функции искажений не превосходит установленное значение.

Выполнение требования, чтобы среднее значение функции искажения на временном отрезке, соответствующем длительности одного символа, отличалось от нулевого значения не более чем на заданную величину, может быть выполнено путем использования периодических функций, например, гармонических функций. Выполнение требования, чтобы спектральные составляющие, которые образуются при модуляции сигнала с использованием функций искажений, находились в пределах полосы сигнала, может быть выполнено путем использования периодических функций,

например, гармонических функций, соответствующих частот. Выполнение требования, чтобы искажение формы сигнала обеспечивает максимально возможные значения вероятности попарного различия сигналов, может быть выполнено путем использования системы ортогональных функций, например, гармонических функций вида

$$\cos x, \cos 2x, \cos 3x, \dots, \sin x, \sin 2x, \sin 3x, \dots \quad (1)$$

Выполнение требования, чтобы максимальное значение амплитуды любой используемой функции искажений не превосходило установленного значения, выполняется путем использования усилителей с соответствующими коэффициентами усиления. Номер используемой функции искажений определяют в соответствии со значением случайного числа, которое вырабатывается в передающей станции синхронно с принимающей станцией ГПС кодов, который идентичен ГПС кодов принимающей станции.

Модуляция сигнала с использованием выбранной функции искажений осуществляется, например, путем модуляции сигнала с использованием выбранной функции искажений в соответствующем модуляторе, на который сигнал проходит через соответствующий электронный ключ, который в этом случае открывают соответствующим управляющим напряжением. Частоту сформированного сигнала повышают/понижают до необходимого значения, например, путем умножения сигнала в смесителе на гармонический сигнал соответствующей частоты после чего сигнал усиливают фильтруют и излучают через антенну. В принимающей станции принятый сигнал демодулируют в соответствии с номером используемой функции искажений, который определяют в соответствии со случайным числом, которое в принимающей станции вырабатывается ГПС кодов синхронно с передающей станцией. При использовании амплитудной модуляции, демодуляцию при использовании цифровой обработки сигнала осуществляют, вычитая из отсчетов сигнала величины, рассчитанные в соответствии с номером используемой функции искажений. Затем сигнал демодулируют и декодируют в соответствии с используемыми способами модуляции и кодирования. В станции, осуществляющей несанкционированный прием информации (СОНПИ), описанной в [5], принятые символы распознают по индивидуальной структуре излучаемых сигналов, например, способами, описанными в [6]. В такой станции при приеме сигналов, которые были промодулированы с использованием различных функций искажений, к одной и той же информационной последовательности будут относить сигналы, для модуляции которых использованы одни и те же функции искажений. В результате, в СОНПИ в информационную последовательность данных, классифицированную как, принадлежащую какому-либо одному источнику радиоизлучений (ИРИ), будут включать часть символов из передаваемой последовательности символов. При использовании N функций искажений в одну информационную последовательность будут включать 1/N символов из исходной последовательности.

Таким образом, проведен анализ работы средств связи, в которых используется, способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала

3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УСТРОЙСТВА, С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОТОРОГО РЕАЛИЗОВАН СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ, ПУТЕМ ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА

Структурная схема устройства, с использованием которого реализован способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание

индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала, приведена на рисунке 1, где обозначено: 1 – кодер, 2 – модулятор, 3 – блок модуляторов, 4.1, 4.2 – первый и второй смесители, 5 – блок генераторов псевдослучайных (ГПС) кодов, 6 – генератор сетки частот, 7 – устройство управления (УУ), 8.1, 8.2 – первый и второй широкополосные фильтры (ШпФ), 9 – декодер, 10.1, 10.2 – первый и второй генераторы частот, 11 – передатчик, 12 – устройство синхронизации, 13 – блок демодуляторов, 14 – антenna, 15 – демодулятор, 16 – генератор опорных сигналов, 17 – усилитель высоких частот (УВЧ), 18 – полосовой фильтр (ПФ), 19 – усилитель промежуточной частоты (УПЧ).

Устройство работает следующим образом. В станциях последовательность передаваемых цифровых данных разбивают на фрагменты установленной заранее длины, каждый фрагмент содержит установленное заранее число информационных символов. В передающей станции после установления связи и синхронизации станций, цифровые данные кодируют в кодере 1 [4]. Затем сигнал модулируют в модуляторе 2 с использованием способа модуляции с частотным сдвигом в соответствии с входной бинарной последовательностью данных. После чего сигнал в блоке модуляторов 3 модулируют с использованием одной из N функций искажений. Блок модуляторов 3 выполнен в виде устройства, структурная схема которого приведена в [4]. В устройстве управления 7 в соответствии со случайнym числом, полученным от ГПС кодов 5, определяют номер вида модуляции, как номер полуоткрытого промежутка, в который попадает случайное число, равномерно распределенное в отрезке $[0 - 1]$. Номера функций искажений устанавливают в соответствии со случайнymi числами, которые вырабатываются в блоке ГПС кодов 5.

Номер функции искажений определяют в устройстве управления 7 следующим образом.

Определяют значение промежутка

$$p_1 = 1 / N \quad (2)$$

где: N – число используемых функций искажений.

Формируют отрезок из полуоткрытых промежутков

$$[0, p_1), [p_1, 2p_1), \dots, [(N-1)p_1, 1] \quad (3)$$

После того как в устройство управления 7 поступает случайное число с блока ГПС кодов 5, равномерно распределенное в отрезке $[0 - 1]$, определяют полуоткрытый промежуток, в который попадает случайное число, и соответствующее этому полуоткрытым промежутку значение номера функции искажений

$$N = \lceil L_n / p_1 \rceil \quad (4)$$

где: L_n – значение правой границы полуоткрытого промежутка, в который попадает случайное число;

p_1 – величина промежутка;

$\lceil \rceil$ – обозначение функции взятия целой части числа.

Амплитудная модуляция сигнала осуществляется способом описанном в [1]. В цифровом виде амплитудная модуляция сигнала может осуществляться путем сложения отсчетов сигнала с отсчетами функции искажения. Блок ГПС кодов 5 может быть выполнен, в виде вычислительного устройства, в котором по каким-либо алгоритмам, рассчитываются значения случайных чисел. С блока ГПС кодов 5 на вход устройства управления 7 поступают случайные числа, в соответствии с которыми устанавливают номера функции искажений. Устройство управления 7 может быть выполнено,

например, в виде устройства, структурная схема которого приведена в [4]. После чего сигнал усиливают в передатчике 11 и через antennу 14 излучают в пространство.

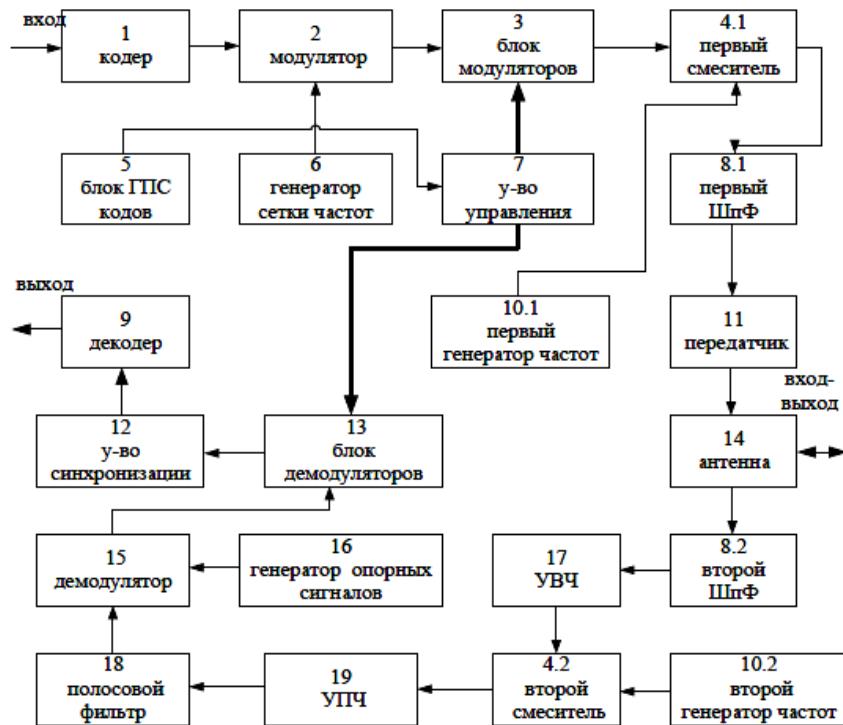


Рис. 1. Структурная схема устройства, с использованием которого может быть реализован способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала

В принимающей станции после фильтрации входного сигнала вторым ШпФ 8.2 и его усиления в УВЧ 17 значение частоты сигнала понижают (повышают) путем преобразования его частоты за счет умножения сигнала во втором смесителе 4.2 на гармонический сигнал, поступающий на его второй вход с второго генератора частот 10.2. Затем сигнал усиливают в УПЧ 19 и фильтруют полосовым фильтром 18. Далее сигнал подают в демодулятор 15, где его демодулируют. Демодулированный сигнал подают в блок демодуляторов 13. Блок демодуляторов 13 выполнен в виде устройства, структурная схема которого приведена в [4]. После чего сигнал подают в устройство синхронизации 12. Устройство синхронизации 12 может быть выполнено, в виде устройства, структурная схема которого приведена в [1]. Сигнал с выхода устройства синхронизации 12 подают в декодер 9, где его декодируют в соответствии с используемым способом кодирования. Декодированный сигнал подают на выход устройства.

В результате, рассмотрена структурная схема устройства, с использованием которой, реализован способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, рассмотрен способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала. Проведен анализ работы СрС, в которых используется, способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем

искажения формы сигнала. Рассмотрена структурная схема устройства, с использованием которой, реализован способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала. Технический результат – снижение эффективности несанкционированного приема информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В. И. Основы теории радиотехнических систем / Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е., Мухин Н. П.. Под ред. Борисова В. И. // Учебное пособие, Воронежский научно-исследовательский институт связи, 2004.
2. Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е., Мухин Н. П., Нахмансон Г.С., под ред. члена – корреспондента РАН В. И. Борисова. // М. Радио и связь, 2003, С. 32 – 52.
3. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие.- М.: МАИ, 1998.
4. Золотарев В.А., Кудрявцев О.А. Способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов, путем искажения формы сигнала RU 2774743 C1, заяв. 02.12.21, опубл. 22.06.2022.
5. Вернигора В.Н., Лопатко Н.П., Перунов Ю.М., Ступин В.Е., Стуров А.Г. Широкополосная станция радиотехнической разведки с высокой чувствительностью RU 2390946 C2, заяв. 21.04.2008, опубл.27.05.2010.
6. Радзивеский В.. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / Радзивеский В.Г. Сирота А.А., Радиотехника, Москва, 2004.- С. 219 – 234.

REFERENCES

1. Borisov. V. I., Borisov V. I., Zinchuk V. M., Limarev A. E., Mukhin N. P., Fundamentals of the Theory of Radio Engineering Systems, Ed. Borisova V. I. // Textbook, Voronezh Research Institute of Communications, 2004.
2. Borisov V. I. ., Zinchuk V. M., Limarev A. E., Mukhin N. P., Nakhmanson G.S. Ied. Corresponding Member of the RAS Borisov V. I M. // Radio and communication, 2003, C. 32 - 52.
3. Electronic warfare: radio intelligence and radio countermeasures. - M .: MAI, 1998.
4. Zolotarev V.A., Kudryavtsev O.A. A method of countering information extraction systems that recognize the individual structure of signals by distorting the waveform RU 2774743 C1, stated 02.12.21, publ. 06.22.2022.
5. Vernigora V.N., Lopatko N.P., Perunov Yu.M., Stupin V.E., Sturov A.G. Broadband radio intelligence station with high sensitivity RU 2390946 C2, stated. 04.21.2008, publ. 05.27.2010.
6. Radzievsky V. Theoretical foundations of electronic intelligence / Radzievsky V.G. Sirota A.A., Radio engineering, Moscow, 2004. - S. 219 - 234.

СПОСОБ СНИЖЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ИНДИВИДУАЛЬНУЮ СТРУКТУРУ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ

О.А. Кудрявцев

АО "Концерн "Созвездие", Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Проведен анализ работы средств связи, в которых используется способ снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов, рассмотрена структурная схема устройства, с использованием которого может быть реализован способ снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов.

Ключевые слова: способ снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов, передающая станция, приемная станция, станция осуществляющая несанкционированный прием информации, значение рабочей частоты, амплитуда сигнала, фаза сигнала, вид модуляции, способ (алгоритм) кодирования.

A WAY TO REDUCE THE EFFECTIVENESS OF INFORMATION EXTRACTING SYSTEMS USING THE INDIVIDUAL STRUCTURE OF EMITTED SIGNALS

O.A. Kudryavtsev

JSC "Concern "Constellation", Voronezh, Russian Federation

Abstract. An analysis of the work of communications was carried out in which a method of reducing the effectiveness of information extracting systems using the individual structure of emitted signals is used, the structural diagram of the device is considered, using which a method of reducing the effectiveness of information extracting systems using the individual structure of radiated signals can be implemented.

Keywords: a way to reduce the effectiveness of information removal systems using the individual structure of emitted signals, a transmitting station, a reception station that performs an unauthorized receipt of information, the value of the operating frequency, the signal amplitude, the signal phase, the type of modulation, the method (algorithm) of coding.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существует литература [1,2,3], в которой обоснованы способы передачи информации и значений их параметров, с учетом радиоэлектронного подавления (РЭП), способы синхронного изменения параметров средств связи (СрС) (частота, амплитуда, фаза, вид сигнала, вид модуляции, способ кодирования) и значений их параметров в интересах снижения эффективности средств РТР. Системы разрушения информации предназначены для создания организованных помех радиотехническим системам (РТС) передачи и извлечения информации, т.е. подавления (искажения) циркулирующей в них полезной информации или создания ложной информации (технической дезинформации) путем излучения или переизлучения соответствующих мешающих радиосигналов.

Основополагающим вопросом при проектировании и применении любых РТС в заданных условиях эксплуатации является вопрос об их эффективности. Каждая РТС

должна успешно решать поставленные перед ней задачи. Степень решения тех или иных задач в конкретных внешних условиях при наличии соответствующих ограничений дает определенный эффект. РТС, обеспечивающую положительный эффект называют эффективной. При этом под эффективностью РТС понимают свойства (способность) выполнять поставленные задачи в конкретных условиях.

Целью данной статьи является: рассмотрение способа снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов.

Это предполагает решение задач:

- анализ работы СрС, в которых используется, способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющих распознавание индивидуальной структуры сигналов;

- рассмотрение структурной схемы устройства, с использованием которого может быть реализован способ снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов.

2. АНАЛИЗ РАБОТЫ СРЕДСТВ СВЯЗИ, В КОТОРЫХ ИСПОЛЬЗУЕТСЯ, СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИХ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ

Работа СрС, в которых используется предлагаемый способ, осуществляется следующим образом. В станциях кроме режима ППРЧ может использоваться любой известный алгоритм выбора рабочих частот, например, алгоритм, который реализуется устройством автоматического определения каналов радиосвязи с максимальным отношением сигнал-шум, , алгоритм, реализующий способ для адаптивной радиосвязи, описанный в патенте РФ [4], в котором качество канала связи оценивают путем сравнения сигнала контрольной комбинации, уровень которого изменяют в заданных пределах, с тем же сигналом, искаженным шумами и помехами в месте приема. На каждой выделенной для связи частоте подсчитывают количество ошибок, определяют с какой максимальной скоростью передачи можно работать, и выбирают для связи частоту, обеспечивающую максимальную скорость передачи при минимальном сигнале. При вхождении в связь станции осуществляют синхронизацию [4]. В случае использования какого-либо алгоритма изменения рабочей частоты, станции осуществляют синхронизацию при каждом изменении частоты. Работа ГПС кодов (датчиков псевдослучайных последовательностей (ПСП) чисел) и поддержка их синхронной работы в станциях осуществляется в течение всего времени работы станций. Темп, с которым ГПС кодов вырабатывает случайные числа, устанавливают заранее. В станциях используют от двух до n передатчиков, причем индивидуальная структура излучаемых ими сигналов отличается. Количество используемых передатчиков определяют заранее, на этапе разработки изделия. В станциях последовательность передаваемых цифровых данных разбивают на фрагменты установленной заранее длины, каждый фрагмент содержит установленное заранее число информационных символов. В передающей станции к моменту изменения значения частоты, на которой должна передаваться информация, программно, в соответствии со случайнм числом, которое вырабатывает ГПС кодов, изменяют значение рабочей частоты передатчика. Для каждого фрагмента данных выбор номера используемого передатчика осуществляют следующим образом. Рассчитывают величину промежутка единичного отрезка числовой оси, соответствующего одному передатчику

$$p_1=1/n, \quad (1)$$

где n – число используемых передатчиков.

Формируют единичный отрезок из полуоткрытых промежутков

$$[0, p_1), [p_1, 2p_1), \dots, [(n-1)p_1, 1] \quad (2)$$

После того, как в соответствующее устройство управления поступает случайное число с блока ГПС кодов, равномерно распределенное в отрезке $[0 - 1]$, определяют номер используемого передатчика как номер полуоткрытого промежутка, в который попадает случайное число. В соответствии со значениями случайных чисел, которые вырабатывают ГПС кодов, определяют номер вида модуляции и номер способа (алгоритма) кодирования. Данные, соответствующие очередному символу кодируют и модулируют. Затем их передают в передатчик, номер которого был определен в соответствии с числом, выработанным ГПС кодов, и излучают в пространство. В принимающей станции ГПС кодов вырабатывает случайные числа синхронно с передающей станцией. В соответствии с этими числами используют частоту, на которой осуществляют прием сигнала, определяют используемые способы модуляции и кодирования. Принятые сигналы демодулируют и декодируют. В станции, осуществляющей несанкционированный прием информации (СНПИ), например, описанной в [6] принятые символы распознают по индивидуальной структуре излучаемых сигналов, например, способами, описанными в книге [7]. В данной станции при приеме сигналов с различными частотами, приходящими с одного направления, т.е. когда отсутствует возможность их пространственной селекции, осуществляют их распознавание по индивидуальной структуре сигналов. Символы, распознанные как сигналы, принадлежащие одному и тому же источнику радиоизлучения (ИРИ), относят к одной информационной последовательности. По принятым символам осуществляют распознавание используемой модуляции, и в дальнейшем демодулируют принятые символы, отнесенные к данной информационной последовательности. Таким образом, в СНПИ в информационную последовательность данных, классифицированную как принадлежащую одному и тому же ИРИ, будут включать часть символов из передаваемой последовательности символов. Даже если принимаемые сигналы будут правильно демодулированы и декодированы, то СНПИ будет правильно принимать только некоторые фрагменты передаваемой последовательности символов. Объем этой информации составляет менее чем $1/n$ (n – число передатчиков) от передаваемой информации.

3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УСТРОЙСТВА, С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОТОРОГО МОЖЕТ БЫТЬ РЕАЛИЗОВАН СПОСОБ СНИЖЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ИНДИВИДУАЛЬНУЮ СТРУКТУРУ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ

Структурная схема устройства, с использованием которого может быть реализован предлагаемый способ, приведена на рисунке 1 , где обозначено:1 – блок кодеров,2 – блок модуляторов,3 – генератор частот, 4.1 – 4.n – с первого по n-й электронные ключи, 5.1 – 5.n с первого по n-й передатчики, 6.1, 6.2 – первый и второй широкополосные фильтры (ШпФ),7 – антенна, 8 – устройство управления (УУ), 9 – синтезатор частот, 10 – усилитель высоких частот (УВЧ), 11 – блок генераторов псевдослучайных (ГПС) кодов, 12 — смеситель, 13 – усилитель промежуточной частоты (УПЧ), 14 – блок декодеров, 15 – устройство синхронизации, 16 – блок демодуляторов, 17 – полосовой фильтр (ПФ).

Устройство работает следующим образом. В передающей станции после установления связи и синхронизации станций, в соответствии со случайными числами, которые вырабатываются ГПС кодов 11, устанавливают: вид кодирования путем

кодирования сигнала в блоке кодеров 1 одним из используемых способов, вид модуляции путем модуляции сигнала в блоке модуляторов 2 одним из используемых способов, значение рабочей частоты, путем преобразования частоты сигнала в передатчиках с первого 5.1 по n-й 5.n, за счет умножения этого сигнала на сигнал, поступающий с синтезатора частот, частоту которого устанавливают в соответствии со случайным числом, которое вырабатывается в блоке ГПС кодов 11. Последовательность входных цифровых данных – сигнал в цифровом виде разбивают на фрагменты установленной заранее длины. Каждый фрагмент содержит установленное заранее число информационных символов. Сигнал кодируют в блоке кодеров 1, модулируют в блоке модуляторов 2. После чего сигнал передают в один из передатчиков с первого 5.1 по n-й 5.n, через соответствующий открытый электронный ключ с первого 4.1 по n-й 4.n. Электронные ключи с первого 4.1 по n-й 4.n открывают управляющими напряжениями, формируемыми в устройстве управления 8, в соответствии со случайными числами, которые вырабатываются в ГПС кодов 11. В каждый временной интервал, во время которого формируют один фрагмент данных установленной заранее длины, открывают только один из электронных ключей с первого 4.1 по n-й 4.n.

Сформированный сигнал фильтруют первым ШпФ 6.1 и излучают в пространство через антенну 7. В принимающей станции, после фильтрации входного сигнала вторым ШпФ 6.2 и усиления в УВЧ 10 частоту сигнала понижают (повышают), путем преобразования частоты сигнала за счет умножения этого сигнала в смесителе 12 на сигнал, поступающий с синтезатора частот 9, частоту которого устанавливают в соответствии со случайным числом, которое вырабатывается в блоке ГПС кодов 11. В приемной станции блок ГПС кодов 11 вырабатывает случайные числа синхронно с блоком ГПС кодов 11 передающей станции. В соответствии с этими числами определяют используемые способы модуляции и кодирования в приемнике. Синхронизацию осуществляют в устройстве синхронизации 15.

Принятые сигналы демодулируют в блоке демодуляторов 16 и декодируют в блоке декодеров 14, после чего их подают на выход устройства. Блок кодеров 1 может быть выполнен, в виде устройства [6], структурная схема которого на рисунке 2. Блок кодеров 1 работает следующим образом. В устройстве управления 8 в соответствии со случайным числом, полученным от ГПС кодов 11, определяют номер способа кодирования, как номер полуоткрытого промежутка, в который попадает случайное число, равномерно распределенное в отрезке [0 – 1]. В соответствии с этим номером в устройстве управления 8 формируют управляющее напряжение, которое по шине управляющих напряжений подают на второй вход одного из m электронных ключей, например, первого 1.1.1. Это напряжение открывает первый электронный ключ 1.1.1. Сигнал через открытый первый электронный ключ 1.1.1 поступает в соответствующий первый кодер 1.2.1, где кодируется, после чего сигнал подают на выход блока

Блок модуляторов 2 может быть выполнен в виде устройства [6], структурная схема которого приведена на рисунке 3. Блок модуляторов 2 работает следующим образом. В устройстве управления 8 в соответствии со случайным числом, полученным от ГПС кодов 11, определяют номер вида модуляции, как номер полуоткрытого промежутка, в который попадает случайное число, равномерно распределенное в отрезке [0 – 1]. В соответствии с этим номером в устройстве управления 8 формируют управляющее напряжение, которое по шине управляющих напряжений подают на второй вход одного из k электронных ключей, например, первого 2.1.1, который входит в блок модуляторов 2.

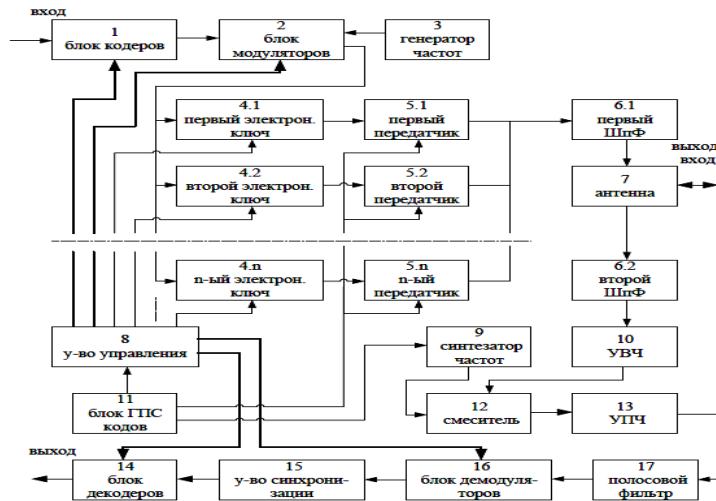


Рис.1. Структурная схема устройства, с использованием которого может быть реализован способ снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов

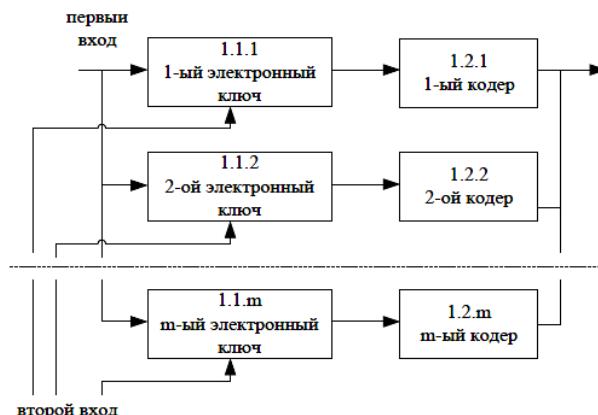


Рис. 2. Структурная схема работы блока кодеров 1

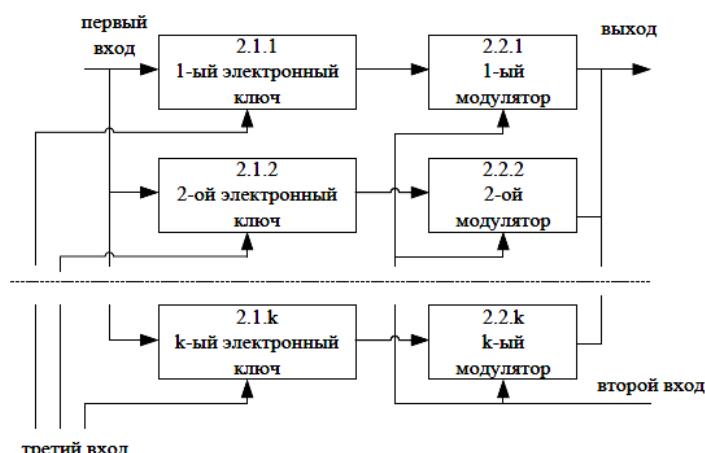


Рис. 3. Структурная схема работы блока модуляторов 2

Данное напряжение открывает первый электронный ключ 2.1.1. Сигнал через данный открытый первый электронный ключ 2.1.1 поступает в соответствующий первый модулятор 2.2.1, где модулируется, после чего сигнал подают на выход блока модуляторов 2. Передатчики с первого 5.1 по n-й 5.n, могут быть выполнены одинаково,

в виде устройства [6], структурная схема которого приведена на рисунке 4, где обозначено (пример выполнения приводится для первого передатчика): 5.1.1 – смеситель;

5.1.2 – полосовой фильтр, 5.1.3 – синтезатор частот, 5.1.4 – усилитель мощности.

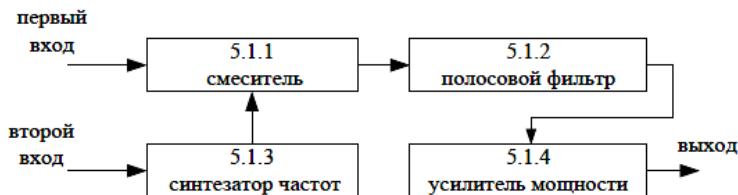


Рис. 4. Структурная схема работы передатчиков 5.1

Передатчик 5.1 содержит последовательно соединенные смеситель 5.1.1 полосовой фильтр 5.1.2 и усилитель мощности 5.1.4, выход которого является выходом передатчика 5.1. Выход синтезатора частот 5.1.3, соединен со вторым входом смесителя 5.1.1. Вход смесителя 5.1.1 является первым входом передатчика 5.1, вход синтезатора частот 5.1.3 является вторым входом передатчика 5.1. Передатчик 5.1 работает следующим образом. Сигнал поступает в смеситель 5.1.1, где частоту сигнала повышают (понижают) путем преобразования частоты сигнала за счет умножения этого сигнала в смесителе 5.1.1 на сигнал, поступающий с синтезатора частот 5.1.3, частоту которого устанавливают в соответствии со случайнym числом, которое подают в синтезатор частот 5.1.3 с блока ГПС кодов 11 (рис. 1). Затем сигнал фильтруют полосовым фильтром 5.1.2, усиливают в усилителе мощности 5.1.4, и подают на выход передатчика 5.1. Устройство управления 8 может быть выполнено, в виде устройства [6], структурная схема которого приведена на рисунке 5, где обозначено: 8.1 – вычислительное устройство, 8.2 – 8.(2m+2k+n+1) – с первого по (2m+2k+n)-й цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). где: m – число используемых способов кодирования, k – число используемых способов модуляции, n – число используемых передатчиков с первого 5.1 по n-й 5.n. Устройство управления 8 работает следующим образом. С блока ГПС кодов 11 на вход устройства управления 8 поступают данные – случайные числа, в соответствии с которыми должны быть установлены вид модуляции; способ (алгоритм) кодирования, а также номер передатчика, в котором формируют излучаемый сигнал, соответствующий текущему фрагменту информации. В вычислительном устройстве 8.1 в соответствии со случайными числами, полученными от ГПС кодов 11, определяют номера используемых вида модуляции, способа кодирования и номера передатчика по одинаковому алгоритму – путем определения номеров полуоткрытых промежутков, в которые попадают случайные числа, равномерно распределенные в отрезке [0 – 1]. В соответствии с результатами определения номеров, используемых вида модуляции, способа кодирования и номера передатчика в вычислительном устройстве 8.1 формируют цифровые сигналы, которые подают на его выходы с первого по (2m+2k+n)-й.

Эти сигналы преобразуют в аналоговый вид в ЦАП с первого 8.2 по (2m+2k+n)-й 8.(2m+2k+n+1) и подают их на выходы устройства управления 8. Блок ГПС кодов 11 может быть выполнен, например, в виде вычислительного устройства, в котором по каким-либо алгоритмам, рассчитываются значения случайных чисел [2]. Блок декодеров 14 выполнен в виде устройства [6], структурная схема которого приведена на рисунке 6, где обозначено: 14.1.1 – 14.1.m – с первого по n-й электронные ключи, 14.2.1 – 14.2.m – с первого по n-й декодеры. Устройство содержит m одинаковых линеек, каждая из которых состоит из последовательно соединенных электронного ключа 14.1 и декодера

14.2. Первые входы электронных ключей с первого 14.1.1 по m -й 14.1. m объединены и являются первым входом блока декодеров 14. Вторые входы электронных ключей с первого 14.1.1 по n -й 14.1. m объединены в шину управляющих напряжений и являются вторым входом блока декодеров 14. Выходы декодеров с первого 14.2.1 по m -й 14.2. m объединены и являются выходом блока декодеров 14. Блок декодеров 14 работает следующим образом. В устройстве управления 8 (рис. 1) в соответствии со случайным числом, полученным от блока ГПС кодов 11, определяют номер вида кодирования, как номер полуоткрытого промежутка, в который попадает случайное число, равномерно распределенное в отрезке [0 – 1].

В соответствии с этим номером в устройстве управления 8 формируют управляющее напряжение, которое по шине управляющих напряжений подают на второй вход соответствующего электронного ключа, который входит в блок декодеров 14 и открывает его. Сигнал через открытый электронный ключ поступает в соответствующий кодер, где кодируется, после чего сигнал подают на выход блока декодеров 14. Устройство синхронизации 15 может быть выполнено, в виде устройства [1], структурная схема которого приведена на рисунке 7. где обозначено: 15.1 – схема регистрации, 15.2 – фазовый дискриминатор (ФД), 15.3 – интегратор, 15.4 – преобразователь напряжения, 15.5 – генератор тактовых импульсов (ГТИ).

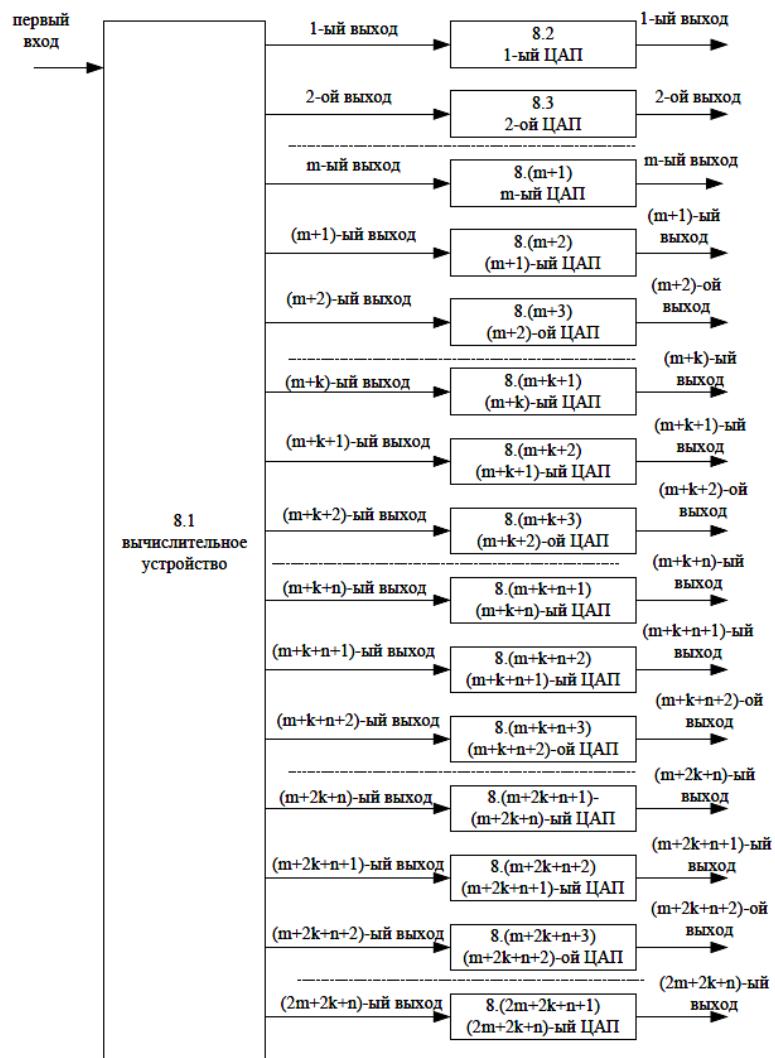


Рис. 5. Структурная схема работы устройства управления

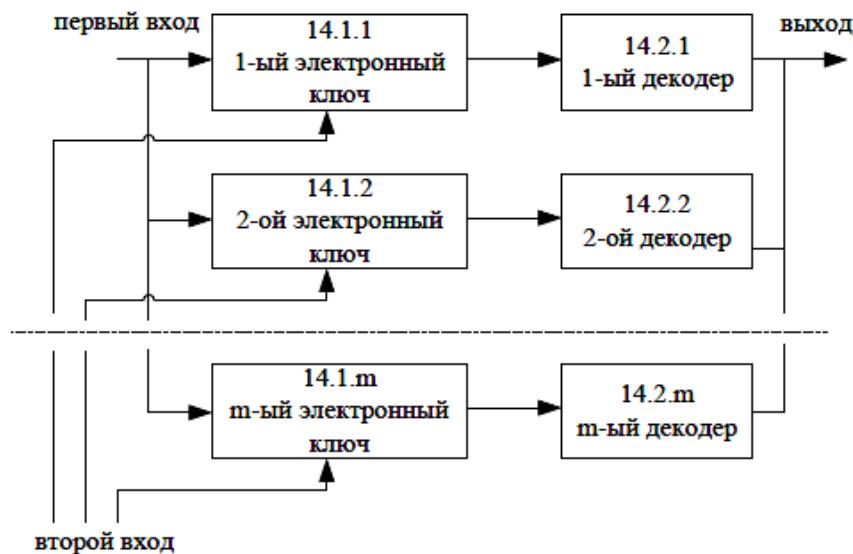


Рис. 6. Структурная схема работы блока декодеров 14

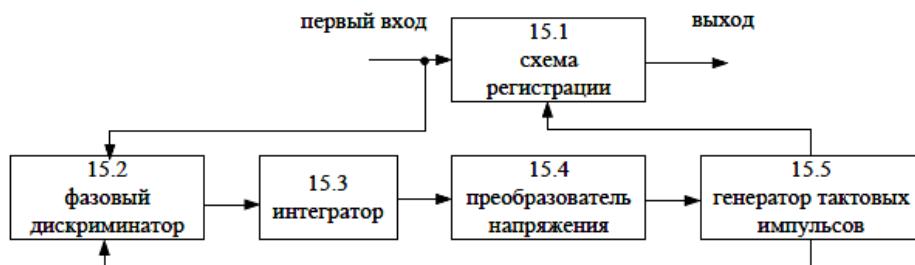


Рис. 7. Структурная схема устройства синхронизации

Устройство синхронизации 15 работает следующим образом.

В режиме слежения за фазой сигнал с выхода блока демодуляторов 16 (рис. 1) подают в фазовый дискриминатор 15.2, на второй вход которого подают сигналы с ГТИ 15.5. Фазовый дискриминатор 15.2 вырабатывает напряжение (напряжение ошибки), знак и амплитуда которого пропорциональны знаку и величине рассогласования фаз (времени) между тактовыми импульсами ГТИ 15.5 и принимаемыми символами. Символ, в данном случае, представляет собой сигнал установленной заранее длительности с полностью известными параметрами, кроме его времени прихода (фазы). Напряжение, поступающее с выхода фазового дискриминатора 15.2, усредняют в интеграторе 15.3 и формируют с его использованием управляющее напряжение в преобразователе напряжения 15.4 таким образом, чтобы рассогласование фаз уменьшилось до минимума. Напряжение с выхода преобразователя напряжения 15.4 поступает в ГТИ 15.5, где формируют соответствующие импульсы. На выход схемы регистрации 15.1 поступают символы после того, как процесс синхронизации завершают. Схема регистрации 15.1 может быть выполнена, например, в виде электронного ключа, который открывают напряжением, поступающим с ГТИ 15.5. В данном случае преобразователь напряжения 15.4 преобразует напряжение, которое изменяется в пределах от U_1 до U_2 , в напряжение, которое изменяется соответственно в пределах от U_3 до U_4 по определенной функциональной зависимости. Блок демодуляторов 16 выполнен в виде устройства [6], структурная схема которого приведена на рисунке 8, где обозначено: 16.1.1 – 16.1.k – с первого по k-й электронные ключи, 16.2.1 – 16.2.k – с первого по k-й демодуляторы.

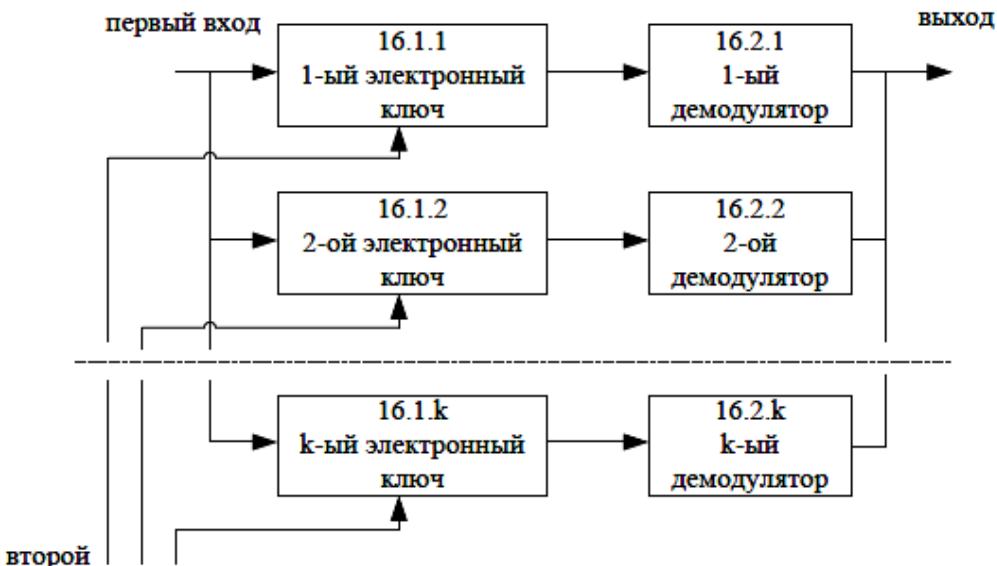


Рис. 8. Структурная схема блока демодуляторов

Устройство содержит k одинаковых линеек, каждая из которых состоит из последовательно соединенных соответствующих электронного ключа 16.1 и демодулятора 16.2. Первые входы электронных ключей с первого 16.1.1 по k -й 16.1. k объединены и являются первым входом блока демодуляторов 16. Вторые входы электронных ключей с первого 16.1.1 по k -й 16.1. k объединены в шину управляющих напряжений и являются вторым входом блока демодуляторов 16. Выходы демодуляторов с первого 16.2.1 по k -й 16.2. k объединены и являются выходом блока демодуляторов 16. Блок демодуляторов 16 работает следующим образом. В устройстве управления 8 (рис. 1) в соответствии со случайным числом, полученным от ГПС кодов 11, определяют номер вида модуляции, как номер полуоткрытого промежутка, в который попадает случайное число, равномерно распределенное в отрезке $[0 - 1]$. В соответствии с этим номером в устройстве управления 8 формируют управляющее напряжение, которое по шине управляющих напряжений подают на второй вход одного из k электронных ключей, например, первого 16.1.1. Данное напряжение открывает первый электронный ключ 16.1.1. Сигнал через открытый первый электронный ключ 16.1.1 поступает в соответствующий первый демодулятор 16.2.1, где его демодулируют, после чего сигнал подают на выход блока демодуляторов 16. В результате, описанное устройство позволяет реализовать способ снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, рассмотрен способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющим распознавание индивидуальной структуры сигналов. Проведен анализ работы СрС, в которых используется, способ противодействия системам извлечения информации, осуществляющих распознавание индивидуальной структуры сигналов. Рассмотрена структурная схема устройства, с использованием которой может быть реализован способ снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов. Технический результат – снижение эффективности несанкционированного приема информации системами извлечения информации, использующими индивидуальную структуру сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В.И. Основы теории радиотехнических систем / Зинчук В. М. , Лимарев А. Е. , Мухин Н. П. под ред. В. И. Борисова // Воронежский научно-исследовательский институт связи, 2004.
2. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Борисов В.И., Зинчук В. М. , Лимарев А. Е. , Мухин Н. П. , Нахмансон Г.С., под ред. члена –корреспондента РАН В. И. Борисова. // М. Радио и связь, 2003. - С. 32 – 52.
3. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие.- М.: МАИ, 1998.
4. Балыбин В.М., Рыжов П.П., Дрязгов Н.А., Голубев Е.Б., Козлов А.А., Яковлев И.Е. Способ и устройство для адаптивной радиосвязи RU 2284659 C2, заяв. 28.04.2004, опубл.27.09.2006
5. Золотарев В.А., Кудрявцев О.А. Способ снижения эффективности систем извлечения информации, использующих индивидуальную структуру излучаемых сигналов RU 2768255 C1, заяв. 07.09.2021, опубл. 23.03.2022г.
6. Вернигора В.Н., Лопатъко Н.П., Перунов Ю.М., Ступин В.Е., Стуров А.Г. Широкополосная станция радиотехнической разведки с высокой чувствительностью RU 2390946 C2, заяв.21.04.2008, опубл. 27.05.2010
7. Радзиевский В.. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / Радзиевский В.Г. Сирота А.А., Радиотехника, Москва, 2004.- С. 219 – 234.

REFERENCES

1. Borisov V.I. Fundamentals of the theory of radio engineering systems / V. M. Zinchuk, A. E. Limarev, N. P. Mukhin, ed. V. I. Borisova // Voronezh Research Institute of Communications, 2004.
2. Borisov V.I. Noise immunity of radio communication systems with signal spectrum spreading by carrier pseudo-random sequence modulation / Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Mukhin N.P., Nakmanshon G.S., ed. Corresponding Member of the RAS V. I. Borisov. // M. Radio and communication, 2003. - C. 32 - 52.
3. Electronic warfare: radio intelligence and radio countermeasures. - M .: MAI, 1998.
4. Balybin V.M., Ryzhov P.P., Dryazgov N.A., Golubev E.B., Kozlov A.A., Yakovlev I.E. Method and device for adaptive radio communication RU 2284659 C2, stated. 04.28.2004, publ.d 09.27.2006.
5. Zolotarev V.A., Kudryavtsev O.A. A method for reducing the efficiency of information extraction systems using an individual structure of emitted signals RU 2768255 C1, stated.09.07.2021, publ. 03.23.2022.
6. Vernigora V.N., Lopatko N.P., Perunov Yu.M., Stupin V.E., Sturov A.G. Broadband radio intelligence station with high sensitivity RU 2390946 C2, stated. 04.21.2008, publ. 05.27.2010.
7. Radzievsky V. Theoretical foundations of electronic intelligence / Radzievsky V.G. Sirota A.A., Radio engineering, Moscow, 2004.- P. 219 - 234.

ЦИФРОВОЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА МЕТОДОМ ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

А. Ю. Глухов, Д.А. Стародубов, А.В. Исаев

Федеральное государственное унитарное предприятие
«Всероссийский научно-исследовательский институт автоматики им. Н.Л. Духова»
(ФГУП «ВНИИА»), Москва, Россия

Аннотация. Современные системы цифровой связи строятся на основе широкополосных сигналов. Данные сигналы позволяются успешно решать задачи частотной, временной и фазовой синхронизации, а также учитывать эффекты нестационарного канала связи: аддитивный шум, многолучевость и эффект Доплера. В работе рассматриваются особенности разработки аппаратного формирователя широкополосных сигналов с применением метода расширения спектра прямой последовательностью. Предложена схема, описана реализация и получены результаты тестирования сложного функционального блока цифрового формирователя широкополосных сигналов на языке описания аппаратуры без привязки к конкретной аппаратной реализации.

Ключевые слова: системы цифровой связи, широкополосные сигналы, псевдослучайные последовательности, фазовая манипуляция.

DIGITAL GENERATOR OF WIDEBAND SIGNALS WITH SPECTRUM SPREADING USING DIRECT SEQUENCE METHOD

A.Yu. Glukhov, D.A. Starodubov, A.V. Isaev

The Federal State Unitary Enterprise
«L.N. Dukhov All-Russian Automatics Research Institute »
(FSUE «VNIIA»), Moscow, Russia

Abstract. Modern digital communication systems are built on the basis of wideband signals. These signals allow for successful resolution of frequency, time, and phase synchronization problems, as well as consider for the effects of non-stationary communication channel such as additive noise, multipath, and Doppler effects. This paper discusses the features of developing hardware wideband signal generators using the direct sequence spread spectrum method. A scheme is proposed, implementation is described, and test results are obtained for a complex functional block of a digital wideband signal generator designed without attachment to specific hardware implementation using a hardware description language.

Keywords: digital communication systems, wideband signals, pseudorandom sequences, phase manipulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В основе большинства современных систем цифровой связи лежит широкополосная передача информации. В данных системах производится увеличение полосы частот сигнала (расширение спектра) больше, чем это необходимо. При этом основными достоинствами таких систем являются повышенная помехоустойчивость и энергетическая скрытность. Также применение методов расширения спектра позволяет улучшить характеристики приемника в части воздействия межсимвольных и

узкополосных помех. Применение RAKE приемника [1] в данных системах позволяет существенно улучшить прием сигналов за счет когерентного или некогерентного сложения многолучевых составляющих сигнала, прошедшего через канал связи. Важной особенностью систем с расширением спектра является использование одной полосы частот для множества пользователей, что может быть полезно при реализации сетевой связи. Кроме того, в данных системах более эффективно реализуются алгоритмы вхождения в синхронизм и методы определения местоположения объекта.

Формирование широкополосных сигналов осуществляется на базе расширяющего кода, не зависящего от передаваемых данных. При разработке аппаратных формирователей сигналов с расширенным спектром особенно актуальной является реализация, не зависящая от существующей элементной базы (микроконтроллеры, микросхемы прямого цифрового синтеза частоты, программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС)). Данная задача может быть решена с помощью реализации алгоритма формирования сигналов на языке описания аппаратуры с последующим получением схемы сложного функционального блока (СФ-блока) [2]. При этом данный блок можно применять как в ПЛИС, так и использовать при разработке заказных и полузаказных СБИС.

Разработка СФ-блока цифрового формирователя широкополосных сигналов позволит реализовывать варианты систем цифровой связи для различных приемопередающих каналов, например гидроакустического или ультразвукового канала информационного обмена через упругую металлическую среду [3, 4]. В условиях широкой номенклатуры программируемых электронных модулей, задача разработки универсального СФ-блока, не привязанного к конкретно заданной аппаратной части, приобретает все большую актуальность.

Исходя из этих установок, в качестве цели данной работы была определена разработка СФ-блока цифрового формирователя широкополосных сигналов на языке описания аппаратуры без привязки к конкретной аппаратной части.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Одним из эффективных методов широкополосной передачи является метод расширения спектра прямой последовательностью [5]. На рис. 1 представлена структурная схема формирователя сигнала с помощью данного метода. Модулированный информационный сигнал $s_1(t)$ перемножается с расширяющим кодом $M_n(t)$. В качестве расширяющего кода, как правило, применяются бинарные псевдослучайные последовательности (ПСП), например, М-последовательности [6]. В течение времени длительности символа τ_s бинарные последовательности принимают постоянное значение $M_n \in \{-1; 1\}$.

Свойства М-последовательностей и принципы их формирования хорошо изучены [1]. Формирование таких последовательностей производится с помощью цифрового автомата, структура которого определяется характеристическим многочленом. Известны таблицы [1], в которых приведены неприводимые многочлены, на базе которых строятся линейные переключательные схемы на основе сдвигающих регистров.

Расширение спектра методом прямой последовательности является формой фазовой модуляции, т.е. лучше всего работает в сочетании с линейно модулированным сигналом. В общем виде, входной поток битов s_n группируется в секции по m битов, как показано на рис. 1. При этом становится возможным 2^m различных уровней модуляции. Уровни модуляции описываются в справочной таблице. При $m = 1$ получаем двухпозиционную фазовую манипуляцию (ДФМ), при $m = 2$ – квадратурную фазовую манипуляцию (КФМ). При дальнейшем увеличении m происходит увеличение количества уровней модуляции. Выбор числа m зависит от требуемого значения

вероятности битовой ошибки, а следовательно, от параметров среды распространения сигналов. В средах, где уровень шума превышает уровень сигнала целесообразно выбирать $m = 2$ или 4. В каналах связи, где уровень сигнала существенно превышает уровень шума, значение m может принимать большие значения.



Рис. 1. Структурная схема формирователя широкополосных сигналов с расширением спектра методом прямой последовательности

После выбора необходимых фаз из справочной таблицы производится перенос на несущую частоту с помощью квадратурного модулятора и передача данного сигнала в передающий тракт, включающий усилитель мощности (PA) и антенну.

Таким образом, необходимо разработать СФ-блок на языке описания аппаратуры, реализующий m -ю фазовую манипуляцию согласно структурной схеме, представленной на рис. 1 при использовании бинарных ПСП в качестве расширяющих кодов.

3. СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ НА ЯЗЫКЕ ОПИСАНИЯ АППАРАТУРЫ

На языке описания аппаратуры verilog [7] написан модуль формирователя сигналов с расширенным спектром. Разработка проводилась без использования сторонних библиотек. На рис.2 представлена структурная схема разработанного СФ-блока формирователя.

На модуль тактирования подаются управляющие сигналы *reset* и *enable*. Сигнал *reset* предназначен для сброса всей схемы формирователя, сигнал *enable* управляет запуском формирования выходного сигнала. Чувствительность входов определяется по спаду сигналов. Сигнал *clk* тактирует всю схему формирователя сигналов.

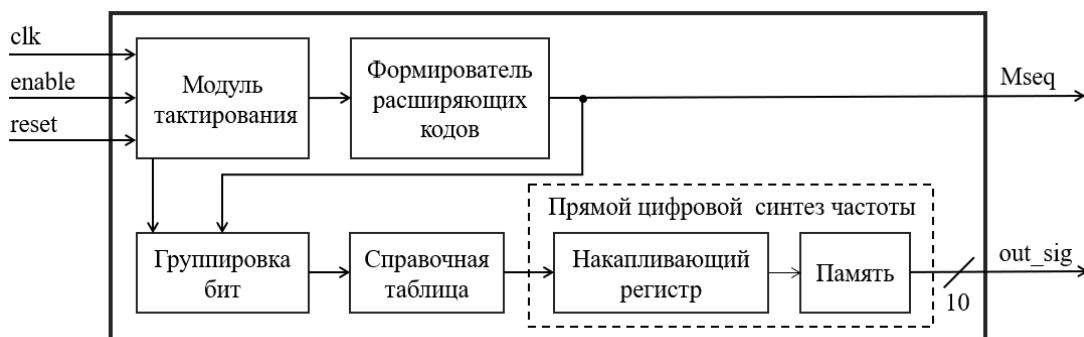


Рис. 2. Структурная схема схемотехнической реализации формирователя сигналов на языке описания аппаратуры

Модуль тактирования запускает формирователь расширяющего кода и модуль группировки бит формируемой последовательности, все модули схемы работают синхронно. Формирователь расширяющего кода представлен на рис. 3.

Формирователь расширяющего кода содержит блок управления последовательностью и набор элементарных блоков (ЭБ). Блок управления последовательностью позволяет настраивать параметры последовательности: степень

полинома, начальное состояние последовательности, вид полинома последовательности, количество тактов сигнала с расширенным спектром на бин последовательности. Формирователь позволяет задавать различные степени полиномов меняя один параметр системы, при этом модуль является динамически перестраиваемым. ЭБ – это элементарные блоки сдвигового регистра, являющиеся модифицированными вариантами классических триггеров, но имеющих дополнительные линии, предназначенные для задания параметров цифрового автомата и сброса/включения блока. Из элементарных блоков формируется сдвиговый регистр.

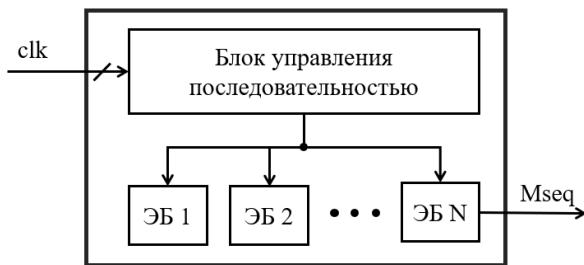


Рис. 3. Формирователь расширяющего кода

Модуль группировки бит выполняет функции объединения m -бит расширяющей последовательности. После объединения управляющие сигналы поступают на модуль, в котором содержится справочная таблица для выбора нужной фазы. Модуль прямого цифрового синтеза состоит из накапливающего регистра размерностью 32 бита и памяти, в которой располагаются отсчеты одного периода гармонического сигнала. Накапливающий регистр инкрементируется и его старшие биты подаются на входы памяти, при этом из памяти выбираются отсчеты гармонического сигнала. Временные диаграммы формирователя сигналов представлены на рис. 4.

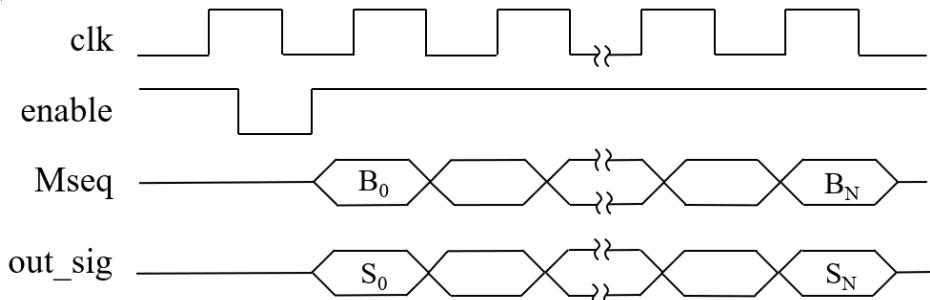


Рис. 4. Временные диаграммы формирователя широкополосных сигналов

Генерирование расширяющей последовательности и сигнала с расширенным спектром происходит синхронно.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ

Для аппаратной проверки формирователя сигналов DSSS разработан макет состоящий из отладочной платы ПЛИС CYCLONE IV EP4CGX150, ЦАП и ФНЧ. В плате ПЛИС реализована схема с применением разработанного СФ-блока формирователя сигналов. Тактирование производилось с помощью кварцевого резонатора, расположенного на отладочной плате. В качестве сигналов *enable* и *reset* использовались кнопки. Выходные линии СФ-блока *Mseq* и *out_sig* выводились на линии ввода/вывода отладочной платы. При этом 10 бит *out_sig* соединялись с входными линиями цифроаналогового преобразователя (ЦАП), выполненный на базе матрицы резисторов R-2R. Для малого искажения сигнала был использован прецизионный ЦАП 301НР1АВ. Для подавления высших гармоник выходной сигнал ЦАП фильтруется с помощью ФНЧ.

Формирователь способен формировать сигналы ДФМ и КФМ. Для проверки формирования ДФМ использовалась М-последовательность с параметрами: полином – 10011, степень полинома – 4, начальное значение полинома – 5, количество тактов на элемент последовательности – 1. Временные диаграммы работы модуля, представлены на рис. 5.

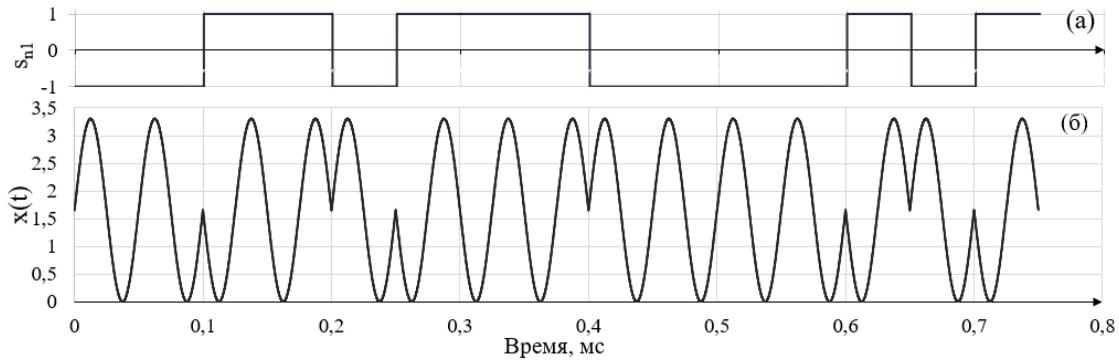


Рис. 5. Временные диаграммы формирователя сигналов для ДФМ

На рис 6 (а) представлена сформированная расширяющая последовательность, на рисунке 6 (б) представлен сигнал с расширенным спектром.

Для проверки КФМ использовались две ПСП. Параметры первой М-последовательности S_{n1} : полином – 100101, степень полинома – 5, начальное значение полинома - 31, количество тактов на бит последовательности – 1. Для второй ПСП S_{n2} : полином – 111111, степень полинома – 5, начальное значение полинома – 13. Временные диаграммы работы модуля представлены на рис. 6. Видно, что Получившийся сигнал с расширенным спектром имеет скачки фазы равные $\pi/2$, π , $3\pi/2$ и $5\pi/2$.

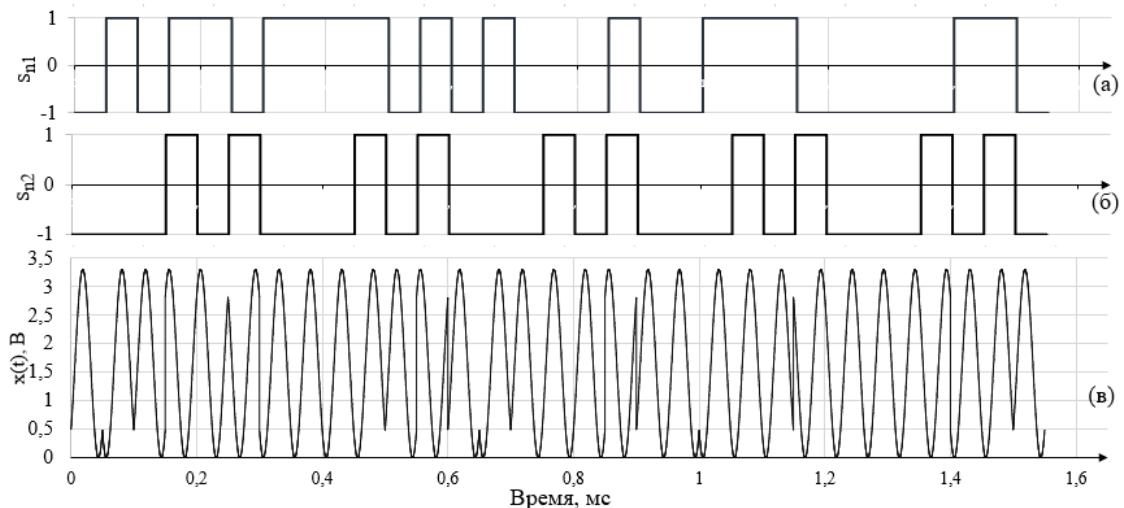


Рис. 6. Временные диаграммы формирователя сигналов для КФМ

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На языке описания аппаратуры разработан СФ-блок цифрового формирователя широкополосных сигналов. Расширение спектра производится методом прямой последовательности. В качестве расширяющего кода применяются М-последовательности. Для формирования псевдослучайных последовательностей в структуру СФ-блока входит универсальный модуль, позволяющий динамически менять структуру цифрового автомата без изменения кода на языке описания аппаратуры. Проведено тестирование СФ-блока при реализации в макете с использованием ПЛИС.

Разработанный СФ-блок можно применять как в составе ПЛИС, так и при разработке заказных и полузаказных СБИС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Варакин Л. Е., Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио, 1985. - 384 с.
2. Хватов В.М., Гаврилов С.В. Формирование библиотек СФ-блоков в маршруте проектирования пользовательских схем на ПЛИС и РСнК. Известия вузов. Электроника, 2021, Т. 26. № 5, С. 387 – 398.
3. Исаев А.В., Петров С.А., Исаева Л.А., Глухов А.Ю. Ультразвуковой канал передачи данных и энергии через упругую среду. Технологии электромагнитной совместимости, 2023, N1 (84). С.30-42.
4. Isaev, A. B. Development of Systems for Transmitting Data and Energy through an Elastic Medium / A. B. Isaev, S. A. Petrov, I. A. Isaev // 2022 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM) (Sochi, Russian Federation, 16-20 May 2022): Proceedings / Moscow Polytechnic University, Tula State University, Volgograd State Technical University. – [Publisher: IEEE], 2022. – P. 648-653.
5. Голдсмит А., Беспроводные коммуникации. М.: Техносфера, 2011. - 904 с.
6. Ипатов В.П., Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М. Радио и связь, 1992.-152 с.
7. Цифровой синтез: практический курс / под общ. ред. А.Ю. Романова, Ю.В. Панчула. – М.: ДМК Пресс, 2020. – 556 с.

REFERENCES

1. Varakin L. E., Communication systems with noise-like signals. M.: Radio, 1985. - 384 p.
2. Khvatov V.M., Gavrilov S.V. Complex functional block libraries formation in the design flow of user circuits on FPGA and RSoC. Proc. Univ. Electronics, 2021, vol. 26, no. 5, pp. 387–398.
3. Isaev A.V., Petrov S.A., Isaeva L.A., Glukhov A.Yu. Ultrasonic data and energy transmission channel through an elastic medium. EMC technologies, 2023. – N1 (84). – pp. 30-42.
4. Isaev, A.V. Development of Systems for Transmitting Data and Energy through an Elastic Medium / A.V. Isaev, S.A. Petrov, I.A. Isaev // 2022 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM) (Sochi, Russian Federation, 16-20 May 2022): Proceedings / Moscow Polytechnic University, Tula State University, Volgograd State Technical University. - [Publisher: IEEE], 2022. - P. 648-653.
5. Goldsmit A., Wireless communications. M.: Technosphere, 2011. – 904 p.
6. Ipatov V.P., Periodic discrete signals with optimal correlation parameters. M. Radio and communications, 1992. – 152 p.
7. Digital synthesis: practical course / Ed. A. Yu. Romanova, Yu. V. Panchula. – M.: DMK Press, 2020. – 556 p.

ВЛИЯНИЕ РАДИОКАНАЛА НА НАДЕЖНОСТЬ РАБОТЫ ГИБРИДНОЙ РАДИООПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С КООПЕРАТИВНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

Р. П. Краснов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена гибридная система атмосферной оптической связи, включающая резервный радиоканал и работающая с применением техники кооперативного разнесения. Организована распределенная сеть с пространственным разнесением, в каналах которой использованы соседние узлы как ретрансляторы. Рассмотрена конфигурация с несколькими ретрансляторами в канале. Оценено воздействие на вероятность отказа конфигурации и присутствия резервного радиоканала.

Ключевые слова: гибридная система, атмосферная оптическая линия связи, радиоканал, вероятность отказа, битовая ошибка.

RADIO CHANNEL IMPACT ON RELIABILITY OF A HYBRID RF-FSO SYSTEM WITH COOPERATIVE DIVERSE

R. P. Krasnov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronuezh, Russia

Abstract. A hybrid atmospheric RF-FSO system with backup RF channel which operates with cooperative diversity technique is considered. Here organized a distributed network with spatial diversity, the channels from neighboring nodes are used as relays. The configuration with several relays in the channel is considered. The impact of configuration and the presence of a backup radio link on the outage probability has been evaluated.

Keywords: hybrid system, free space optics, radio channel, outage probability, bit error rate.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных коммуникационных системах сохраняется запрос на быстро развёртываемые широкополосные сети доступа на «последней милю». Имеющимся технологиям радио- и проводных сетей составляют альтернативу атмосферные оптические линии связи (АОЛС). Такие сети обеспечивают существенный выигрыш по пропускной способности пользовательских каналов в силу широкополосной природы оптических сигналов. Кроме того, в оптическом диапазоне отсутствует необходимость лицензирования системы, а также обеспечивается высокая защищенность передачи. Поскольку источниками оптического излучения в АОЛС являются обычно лазерные диоды, получаемые оптические пучки обладают крайне малыми углами расходности, определяемыми практически дифракционным пределом. Приемопередатчики обладают малыми массогабаритными показателями, легко могут быть смонтированы, например, на крышах зданий, а также допускают сравнительно плотное пространственное распределение приемопередающих оптических систем в силу малых поперечных размеров оптических пучков.

Эти весомые преимущества компенсируются рядом существенных проблем, связанных с развертыванием подобных систем. Прежде всего, качество работы оптических линий связи существенно ограничивается атмосферными условиями

передачи. Плотный туман, сильный снегопад вызывают сильное затухание на оптических трассах, которое кратковременно может составлять до 120 дБ\км [1]. Кроме того, в силу малого поперечного размера оптического пучка, важным становится обеспечение точного нацеливания приемопередающих апертур. Тепловое движение зданий, а также сильный ветер могут приводить к значительному снижению оптической мощности на стороне приема. Даже в условиях сравнительно прозрачной атмосферы качество связи может снижаться по причине влияния турбулентных воздушных потоков из-за возникновения сцинтиляции [1]. В некоторой степени ограничивает быстроту развертывания АОЛС и необходимость обеспечения прямой видимости между приемопередатчиками в силу прямолинейности распространения света.

Для преодоления указанных проблем применяется целый набор практических решений различной сложности в реализации. Битовые ошибки, возникающие при снижении отношения сигнал/шум, могут быть скомпенсированы применением помехоустойчивого кодирования. Для снижения сцинтиляции применяется техника апертурного усреднения, приводящая, однако, к некоторому снижению отношения сигнал/шум и увеличению габаритов приемопередатчиков из-за роста диаметра оптической системы [2]. Похожим способом компенсируются и ошибки нацеливания.

Снизить влияние атмосферы позволяет применение различных методов пространственного разнесения. Применяемые в ранних коммерческих системах техники частотного разнесения оптических сигналов оказались малоэффективными. В силу малых длины волны и диаметра поперечника оптического пучка получение некоррелированных по шумовым свойствам каналов возможно на расстояниях, практически определяемых диаметрами оптических систем [3]. Сохранение работоспособности системы в неблагоприятных для АОЛС атмосферных условиях, хотя и со снижением пропускной способности, стало возможно при задействовании резервного радиоканала миллиметрового диапазона. Существенное ухудшение качества связи в нем происходит во время дождя, чувствительность к которому у АОЛС низка, в то же время ни туман, ни снегопад на качество связи в радиоканале практически не влияют [4].

Наконец, для преодоления ограничения на необходимость прямой видимости в последнее время предложено использовать кооперативное разнесение [5] - [6]. При этом любой из узлов связи может совместно с прочими создавать виртуальный массив каналов за счет распределенной передачи и обработки сигналов. В оптических каналах используется топология с ретрансляторами. Узлы формируют оптические сигналы, поступающие к конечному узлу по независимым каналам, получаемым за счет внедрения канала (или каналов) ретрансляции. В каждом таком канале может размещаться один или несколько ретрансляторов, работающих по схеме усиление и передача (УП) или декодирование и передача (ДП). Ретранслятор типа УП имеет более простую и дешевую реализацию, но усиливает шум вместе с сигналом, снижая общее отношение сигнал/шум в канале. В дальнейшем анализе будем считать, что в системе все ретрансляторы работают в режиме ДП.

2. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ

Рассмотрим систему с R каналами, в каждом из которых, за исключением канала прямой видимости, присутствует C ретрансляторов ($C = 1, 2, 3, \dots$). Канал АОЛС – основной, если на входе приемника АОЛС мгновенное отношение сигнал/шум оказывается выше заданного порога. В противном случае произойдет переключение на канал РЧ. Так получается система передачи данных с $R+1$ каналами связи с независимыми статистиками.

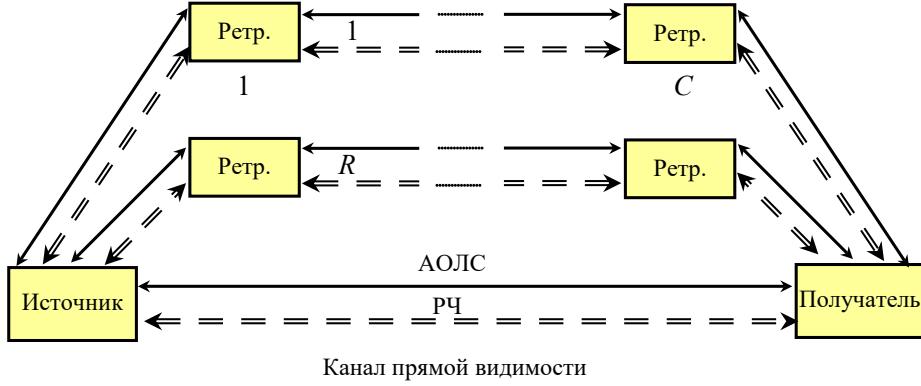


Рис. 1. Общая структура гибридной радиооптической системы связи с корпоративным разнесением

В каналах передачи использована модуляция BPSK для сигналов поднесущей, модулированных по интенсивности. В случае радиоканала происходит непосредственная передача BPSK сигнала. Тогда оптический сигнал выходе k -того ретранслятора в i -ом канале описывается как:

$$P_{i,k} = \overline{P}_{i,k} [1 + Ks(t)], \quad (1)$$

где $i \in [1 \dots R]$, $k \in [1 \dots C]$, $\overline{P}_{i,k}$ – средняя оптическая мощность передатчика, $s(t)$ – информационный сигнал, K – индекс модуляции.

В оптическом приемнике происходит оптоэлектрическое преобразование, итогом которого является появление фототока, описываемого как:

$$i_{i,k}(t) = R_\phi P_{i,k} I_{i,k}(t) + n(t), \quad (2)$$

где R_ϕ – чувствительность фотодетектора, $I_{i,k}(t)$ – мгновенное значение коэффициента передачи k -го участка i -го канала, $n(t)$ – шумовой сигнал с гауссовской статистикой и дисперсией σ_n^2 .

Отношение сигнал/шум для получаемого электрического сигнала описывается [7]:

$$\gamma_{i,k} = \frac{(P_{i,k} R_\phi K)^2}{\sigma_n^2} I_{i,k}, \quad (3)$$

Коэффициент передачи атмосферного оптического канала в модели будем описывать случайной величиной с экспоненциальным распределением Вейбулла, поскольку оно наиболее точно соответствует статистике при всех видах турбулентности [8]. Радиоканал будем характеризовать m -распределением Накагами [9].

Для выбора наилучших условий приема применен минимаксный критерий выбора канала связи, основывающийся на выборе канала с отношением сигнал/шум $\gamma_{\max-min}$, равного:

$$\gamma_{\max-min} = \max \left(\min(\gamma_{i,k}) \Big|_{k=1 \dots C} \right) \Big|_{i=1 \dots R}. \quad (4)$$

Выбор происходит в два этапа: на первом среди всех k ретрансляторов в канале выбирается ретранслятор с наименьшим отношением сигнал/шум, на втором выбирается наибольшее значение из всех минимумов отношения сигнал/шум для R оптических путей.

Вероятность ошибки в канале АОЛС определим как:

$$P_e = \int_0^\infty P_{BPSK}(\gamma) p_{\gamma_{\max}} d\gamma, \quad (5)$$

где $P_{BPSK}(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma})$ – вероятность ошибки для BPSK сигналов,

$$p_{\gamma_{\max}}(\gamma) = \left\{1 - [1 - P_{\gamma_{m,n}}(\gamma)]^C\right\}^{R-1} \left\{1 - \left[1 - P_{\gamma_{m,n}}(\gamma)\right]^C + RCP_{\gamma_{m,n}}(\gamma) \left[1 - P_{\gamma_{m,n}}(\gamma)\right]^{C-1}\right\}. \quad (6)$$

В силу вычислительной сложности интеграла (5), аналогично [10], использовалось разложение в ряд:

$$P_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^k H_i \left(1 - \left[1 - \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{x_i}{\gamma\eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \right\}^{\alpha} \right]^R \right) \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{x_i}{\gamma\eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \right\}^{\alpha}, \quad (7)$$

где x_i – i -ый корень обобщенного многочлена Лагерра $L_k^{(-1/2)}(x)$ [15], α, β, η – параметры распределения Вейбулла, определяемые, например, согласно [8], H_i вычислялся как [10]:

$$H_i = \frac{\Gamma\left(k + \frac{1}{2}\right)x_i}{k!(k+1)^2 \left[L_{k+1}^{(-1/2)}(x_i)\right]^2}. \quad (8)$$

Аналогично каналу АОЛС, вероятность ошибки в радиоканале описывается как:

$$P_e^{PQ} = \int_0^\infty P_{BPSK}(\gamma_{PQ}) p_{\gamma_{PQ}} d\gamma = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_{PQ}}) p_{\gamma_{PQ}}(\gamma) d\gamma_{PQ}, \quad (9)$$

где плотность вероятности для m – распределения Накагами:

$$p_{\gamma_{PQ}}(\gamma) = \left[\frac{m}{\bar{\gamma}_{PQ}} \right]^m \frac{(\gamma)^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{PQ}}}, \quad (10)$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция.

Для вычисления интеграла (9) воспользуемся разложением, предложенным в [9], и, ограничившись двумя первыми членами разложения, получим:

$$P_e^{PQ} = \frac{\delta_1 \Gamma(m)}{2\beta_1^m} + \frac{\delta_2 \Gamma(m)}{2\beta_2^m}, \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \frac{m^m}{6\gamma^m \Gamma(m)}, \quad \beta_1 = \frac{1}{2} + \frac{m}{\gamma}, \\ \delta_2 &= \frac{m^m}{2\gamma^m \Gamma(m)}, \quad \beta_2 = \frac{2}{3} + \frac{m}{\gamma}. \end{aligned} \quad (12)$$

Если в каналах АОЛС и РЧ отношения сигнал/шум упадут ниже заданных порогов γ_{nop} и $\gamma_{nop,PQ}$ соответственно, система перейдет в состояние отказа. Вероятность этого события определяется как:

$$P_o = P_e(\gamma_{nop}) P_e^{PQ}(\gamma_{PQ,nop}), \quad (13)$$

Вероятность отказа системы с кооперативным разнесением без радиоканала может быть определена как:

$$P_o = \left(1 - \left[1 - \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{1}{\gamma_h \eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \right\}^{\alpha} \right]^R \right) \cdot \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{1}{\gamma_h \eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \right\}^{\alpha}. \quad (14)$$

где $\gamma_h = \gamma_{nop}/\gamma_{max}$ – нормализованное отношение сигнал/шум.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для оценки влияния введения резервного радиоканала в гибридной системе РЧ-АОЛС с кооперативным разнесением было выполнено моделирование, при котором полагалось, что в качестве сигналов АОЛС выступало оптическое излучение на длине волны 1550 нм, диаметры передающих и приемных апертур принимались равными 20 см, расстояние между приемопередающими модулями было выбрано равным 800 м, параметр распределения Накагами $m = 3$. На рис. 2, а показана зависимость вероятности отказа системы АОЛС без радиоканала для различных видов турбулентности атмосферы, характеризуемой структурной постоянной показателя преломления для случая слабой, средней и умеренной соответственно равной: $C_n^2 = 2 \cdot 10^{-17}$, $C_n^2 = 5 \cdot 10^{-15}$ и $C_n^2 = 2 \cdot 10^{-14}$, а также дисперсией Рытова $\sigma_R^2 = 0,2$, $\sigma_R^2 = 1,5$ и $\sigma_R^2 = 16$ соответственно, определяемой как

$$\sigma_R^2 = 1,23 C_n^2 k_B^{7/6} L^{1/6}, \quad (15)$$

где k_B – волновое число, L – расстояние между ретрансляторами.

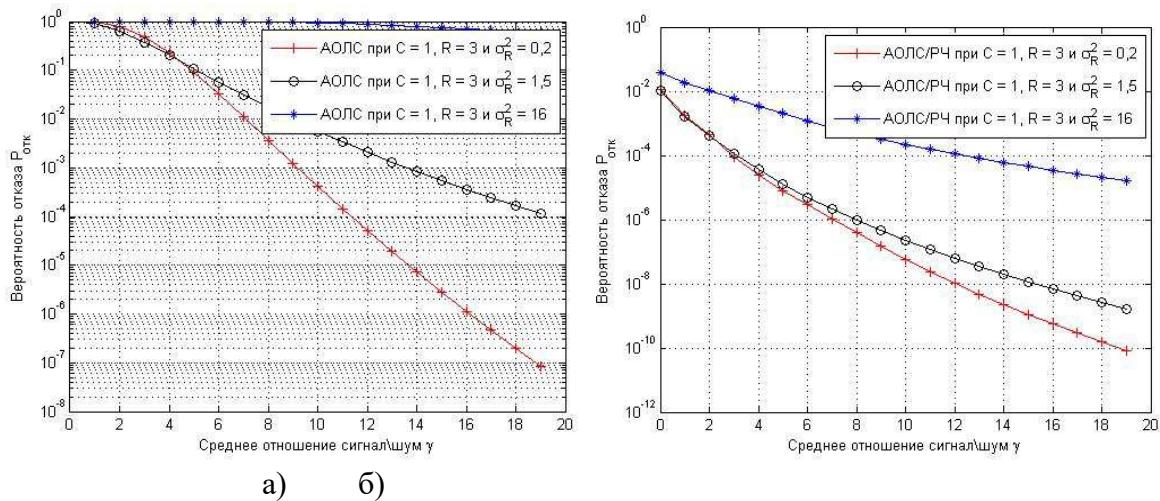


Рис. 2. Вероятность отказа АОЛС для различных видов турбулентности

Рассматривалась система связи с одним каналом прямой видимости и двумя каналами с ретранслятором. Очевидно, что существенное ухудшение качества связи происходит при высоком уровне атмосферной турбулентности. В качестве сравнения оценим влияние атмосферной турбулентности на качество связи при введении в систему резервного радиоканала. Результат моделирования представлен на рис.2, б. Видно, что при малых отношениях сигнал/шум происходит снижение вероятности отказа на три порядка.

На рис.3 представлены результаты расчета вероятности отказа системы с различными параметрами кооперативного разнесения. Из приведенных зависимостей видно, что наибольшее влияние на рост вероятности отказа оказывает увеличение числа ретрансляторов в каналах разнесения, при этом повышение числа самих каналов, очевидно, приводит к росту качества связи.

Использована модель канала со средней турбулентностью атмосферы. Видно, что введение радиоканала снижает вероятность отказа. Так, например, для системы с $C = 1$ и $R = 2$ при отношении сигнал/шум 16 дБ выигрыш в надежности составит два порядка величины ошибки, а для системы с $C = 3$ и $R = 2$ выигрыш вырастает почти до трех порядков величины ошибки.

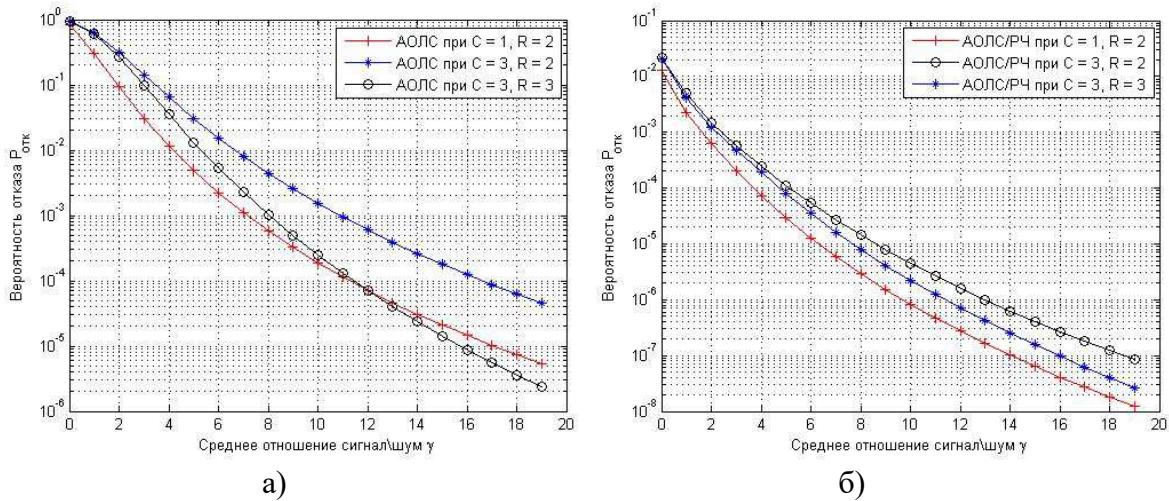


Рис. 3. Вероятность отказа для различных типов кооперативного разнесения

Подобная разница сохраняется и в области малых отношений сигнал/шум, что показано на рис. 4.

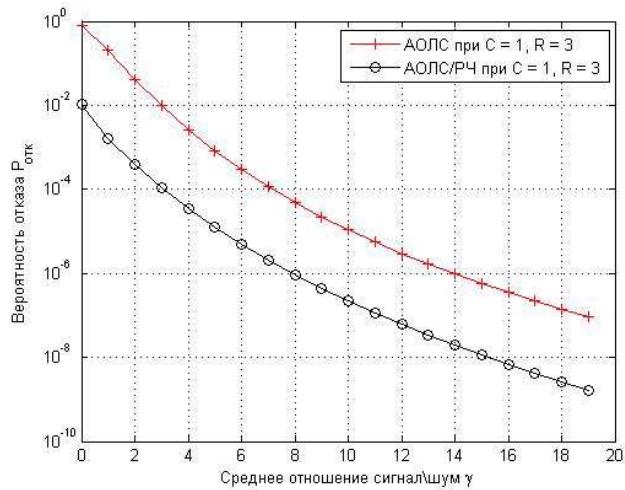


Рис. 4. Влияние радиочастотного канала на вероятность отказа системы передачи

Как и ранее, при моделировании применялась модель канала со средней турбулентностью атмосферы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена модель радиооптической линии связи, использующей технику кооперативного разнесения. Получены выражения для оценки вероятности отказа как системы, включающей только оптические каналы, так и гибридной системы передачи. Приведена оценка влияния атмосферной турбулентности, конфигурации кооперативного разнесения и влияния резервного радиоканала на качество связи. Показано, что наибольший вклад в ухудшение качества связи вносит число ретрансляторов в канале, также получено, что введение радиоканала снижает вероятность отказа всей системы на несколько порядков.

ЛИТЕРАТУРА

1. H. Willebrand B. Ghuman, Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Networks. Indianapolis, IN: Sams Publishing, 2002.

2. L. Andrews, R. Phillips, C. Hopen, *Laser Beam Scintillation With Applications*. New York: SPIE Press, 2001, 416 p.
3. S. Navidpour, M. Uysal, M. Kavehrad, BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 8, pp. 2813–2819, Aug. 2007
4. I. M. Usman, H.-C. Yang, M.-S. Alouini, Practical switching-based hybrid FSO/RF transmission and its performance analysis, *IEEE Photonics J.* 6(5), 1–13 (2014)
5. A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell, User cooperation diversity—Part I: System description // *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 51, No. 11, Nov. 2003, pp. 1927–1938.
6. A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell, User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis // *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 51, No. 11, Nov. 2003, pp. 1939–1948.
7. P. Wang, T. Cao, L. Guo, R. Wang, Y. Yang Performance Analysis of Multihop Parallel Free-Space Optical Systems Over Exponentiated Weibull Fading Channels// *IEEE Photonics Journal* Vol. 7, No 1, Feb. 2015, pp. 1-17.
8. H. Yura, T. Rose Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging Gaussian beam waves: comment // *Opt. Express*, Vol. 20, No. 18, 2012, pp. 20680–20683.
9. E. Salahat I. Abualhaol General BER Analysis over Nakagami-m Fading Channels // 6th Joint IFIP Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC) - <https://ieeexplore.ieee.org/document/6549037>

REFERENCES

1. H. Willebrand B. Ghuman, *Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Networks*. Indianapolis, IN: Sams Publishing, 2002.
2. L. Andrews, R. Phillips, C. Hopen, *Laser Beam Scintillation With Applications*. New York: SPIE Press, 2001, 416 p.
3. S. Navidpour, M. Uysal, M. Kavehrad, BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 8, pp. 2813–2819, Aug. 2007
4. I. M. Usman, H.-C. Yang, M.-S. Alouini, Practical switching-based hybrid FSO/RF transmission and its performance analysis, *IEEE Photonics J.* 6(5), 1–13 (2014)
5. A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell, User cooperation diversity—Part I: System description // *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 51, No. 11, Nov. 2003, pp. 1927–1938.
6. A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell, User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis // *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 51, No. 11, Nov. 2003, pp. 1939–1948.
7. P. Wang, T. Cao, L. Guo, R. Wang, Y. Yang Performance Analysis of Multihop Parallel Free-Space Optical Systems Over Exponentiated Weibull Fading Channels// *IEEE Photonics Journal* Vol. 7, No 1, Feb. 2015, pp. 1-17.
8. H. Yura, T. Rose Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging Gaussian beam waves: comment // *Opt. Express*, Vol. 20, No. 18, 2012, pp. 20680–20683.
9. E. Salahat I. Abualhaol General BER Analysis over Nakagami-m Fading Channels // 6th Joint IFIP Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC) - <https://ieeexplore.ieee.org/document/6549037>

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ И ИНФОРМАЦИИ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

С. В. Абрамов¹, О. И. Клинцов¹, В. А. Красавин¹, А. В. Романец¹, В. С. Сперанский²

¹Федеральное государственное унитарное предприятие «НТЦ «Орион» (ФГУП «НТЦ «Орион»), Москва, Россия

²Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), Москва, Россия

Аннотация. Рассматривается передача энергии в свободном пространстве посредством лазерного излучения. Обсуждаются практические применения такой технологии. Проведен анализ существующих технических решений и выполненных экспериментов в данной области. Обоснован выбор диапазона длин волн и мощности лазерного излучения. Предложены принципиальные схемы излучателей и приемников лазерного излучения для дистанционной передачи энергии в свободном пространстве. Рассмотрена возможность передачи информации с помощью данных лазерных систем.

Ключевые слова: лазерный диод, диодная матрица, фотодиод, модуляция мощности, гетероструктуры, передача энергии в свободном пространстве.

USING OF LASER DIODE ARRAYS FOR FREE SPACE TRANSMISSION OF ENERGY AND INFORMATION

S. V. Abramov¹, O. I. Klintsov¹, V. A. Krasavin¹, A. V. Romanets¹, V. S. Speransky²

¹Federal state unitary enterprise «STC «Orion» (FGUP «STC «Orion»), Moscow, Russia

²Moscow technical university of communication and informatics (MTUSI), Moscow, Russia

Abstract. The transmission of energy in free space by means of laser radiation is considered. Practical applications of such technology are discussed. An analysis of existing technical solutions and experiments performed in this area had been analyzed. Selection of wavelength range and laser radiation power is justified. Schematic diagrams of emitters and receivers of laser radiation for remote transmission of energy in free space are proposed. The possibility of transmitting information using these laser systems is considered.

Keywords: laser diode, diode array, photodiode, power modulation, heterostructures, free-space energy transmission

1. ВВЕДЕНИЕ

Технологии беспроводной передачи энергии широко обсуждаются в настоящее время в научном сообществе. Их спектр простирается от уже коммерчески реализованных технологий дистанционной подзарядки аккумуляторных батарей различной емкости [1-4] до первых полномасштабных экспериментальных проверок [5,6] теоретических концепций замены проводных электрических сетей беспроводными каналами лазерного и высокочастотного радиоизлучения [7,8].

В настоящей работе рассматриваются возможности технической реализации передачи энергии в свободном пространстве посредством лазерного излучения оптического диапазона. Практическим применением такого рода технологии может стать дистанционная подзарядка автономных устройств – сенсоров, датчиков, контроллеров, приемников и передатчиков информации, объединенных в пространственно-распределенные сети. Сюда же можно отнести и технологии дистанционной подзарядки энергией устройств интернета вещей IoT [9,10].

Автономные сетевые устройства должны удовлетворять ряду требований, таких как надежность, долговечность, приемлемое отношение цена/качество, скрытность размещения (например, в антивандальных целях). Указанные требования в свою очередь определяют необходимые свойства для систем и устройств дистанционной подзарядки.

К достоинствам использования лазерного излучения для указанных целей в сравнении с высокочастотным радиоизлучением следует отнести высокую плотность энергии в эффективно коллимированном лазерном пучке даже на больших расстояниях от источника излучения и относительную (в сравнении со случаем использования высокочастотного радиоизлучения) простоту схем для реализации приемной стороны и питания зарядных модулей аккумуляторных батарей автономных сетевых устройств.

Перейдем к рассмотрению практических аспектов реализации беспроводной передачи энергии в свободном пространстве с помощью лазерного излучения.

2. ВЫБОР ТИПА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, ЕГО МОЩНОСТИ И ДЛИНЫ ВОЛНЫ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Существует большое количество механизмов генерации лазерного излучения. Для заявленных выше целей необходимы источники лазерного излучения достаточно большой мощности. Помимо этого лазерные излучатели должны допускать применение в достаточно тяжелых с технологической точки зрения условиях, каковые условия могут включать в себя возможность размещения и использования на мобильных платформах (включая беспилотные и пилотируемые летательные аппараты), работу при вибрации, перепадах температуры внешней среды, изменения влажности во внешней среде и тому подобное. Лазерные излучатели должны допускать возможность ремонта, причем желательны низкие финансовые и временные затраты на ремонт.

Перечисленные факторы позволяют предложить в качестве излучателей для процесса беспроводной передачи энергии в свободном пространстве модули, составленные из матриц (или линеек) лазерных диодов.

Согласно упомянутым выше работам [5,7], для беспроводной передачи энергии в свободном пространстве использовались лазеры инфракрасного диапазона. Следует отметить, что существует ограниченный дискретный набор длин волн (центральных линий) лазерной генерации, определяемые разностями энергий квантовых уровней соответствующих физических систем, между которыми происходят переходы, вызывающие лазерное излучение. Исключение составляют специфические лазерные системы, такие как лазеры на свободных электронах, некоторые типы газоразрядных лазеров и тому подобное.

Типичные длины волн лазерного излучения, используемого в науке и технике на настоящий момент, суть 2100 нм, 1540 нм, 1300 нм, 1250 нм, 1064 нм, 960 нм, 840 нм, 808 нм, 630 нм, 532 нм, 455 нм, 404 нм, 370 нм. Следует отметить, что 404 нм – это фиолетовое излучение на границе ультра-фиолетового и оптического диапазонов, а 370 нм – мягкое ультра-фиолетовое излучение. Длина волны 532 нм соответствует зеленому свету. Квантовый переход, соответствующий зеленому свету, пока не найден ни в одном из типов систем, генерирующих лазерное излучение. Мы не рассматриваем здесь генерацию когерентного излучения с широким спектром при прохождении («накачке») лазерного излучения через растворы органических красителей, поскольку лазеры на красителях работают преимущественно в импульсном режиме, а их технологическое обслуживание имеет свои особенности. Излучение с длиной волны 532 нм получают преобразованием излучения с другой длиной волны с помощью нелинейных оптических кристаллов, например методом удвоение частоты для инфракрасного излучения с длиной волны 1064 нм. В качестве источника излучения 1064 нм обычно используют так называемый «гранатовый Nd:YAG лазер» — твердотельный лазер, с алюмо-иттриевым гранатом

«YAG» (Y₃Al₅O₁₂), легированный ионами неодима Nd. С помощью нелинейных кристаллов возможно получение излучения с длиной волны вдвое, втрое, вчетверо (и т. д.) меньше, например 532 нм, 355 нм, 266 нм, 213 нм. Последние три длины волны относятся к ультрафиолетовому диапазону, использование которого также представляет интерес, но затруднено из-за рассеяния и поглощения частицами аэрозолей и смога в атмосфере [11].

Промежуточные частоты получаются в частности посредством применения внешних акустооптических и/или электрооптических модуляторов. Для инфракрасного диапазона модуляторы могут быть основаны на интерферометре Маха-Цандера. Чем меньше длина волны излучения, тем сложнее осуществить сдвиг частоты (длины волны) посредством внешнего модулятора. Модуляторы для желтого и зеленого оптического диапазона основаны на электрооптических ячейках на базе нелинейных кристаллов, например, диоксида титана. Тем самым в основе их действия лежат те же механизмы нелинейной оптики, что и при удвоении частоты лазерного излучения.

Простота модуляции, достаточной высокая мощность, в том числе базового (для генерации других частот) твердотельного гранатового лазера 1064 нм, а также широкое использование лазеров инфракрасного диапазона в опто-волоконных технологиях определили приоритеты в первоначальном использовании таких лазеров и для технологий в свободном пространстве. Однако лазерное излучение красного и инфракрасного диапазона активно поглощаетсяарами воды, каплями дождя и туманом. Эти факторы препятствуют применению инфракрасных лазеров для передачи энергии в атмосфере. По указанной причине мы считаем целесообразным использование оптического лазерного излучения с длиной волны 455 нм, что соответствует синему цвету и так называемому «окну прозрачности» атмосферы, насыщенной водянымиарами и микро-фрагментами жидкой фазы воды.

Генерация излучения с длиной волны 455 нм возможна с использованием широкого диапазона полупроводниковых гетероструктур, например на основе арсенида галия с легированием индием (InAsGa/AsGa). Отметим, что для целей беспроводной передачи энергии в свободном пространстве высокоточное поддержание заданного значения длины волны (частоты) лазерного излучения не является необходимым.

Существуют коммерчески доступные матрицы лазерных диодов, излучающих с длиной волны 455 нм. В таблице 1 приведены технические характеристики линейки диодных матриц Nichia.

Таблица 1. Технические характеристики диодных матриц Nichia

№ п/п	Наименование	Мощность излучения Вт	Количество диодных линеек	Напряжение на одну линейку, В	Пороговый ток генерации, А	Предельный ток, А
1	PLPM4L	85	4	20-23	1,7	2,5
2	NUBM31	95	4	19-22	1,9	2,7
3	NUBM36	105	4	19-22	1,9	2,9
4	NUBM37	125	4	21-25	1,9	3,0

Чип (диодная матрица) PLPM4L представлен на рисунке 1.

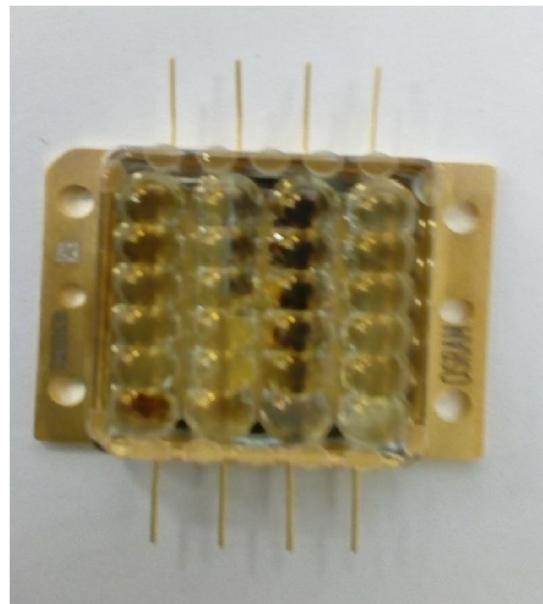


Рис. 1. Диодная матрица Nichia PLPM4L

Первоначально такие диодные матрицы были предназначены для использования в мощных осветителях – прожекторах типа «Юпитер». Однако с оптическими системами фокусировки лазерного излучения сегодня они применяются в устройствах лазерной резки и гравировки, например по схеме, приведенной на рисунке 2.



Рис. 2. Режимы коллимации и фокусировки для резки для диодной матрицы Nichia PLPM4L

Имеется возможность подавать питание и управление (модулирующий мощность излучения сигнал) отдельно на каждую из диодных линеек в составе диодной матрицы. На рисунке 3 представлено тестирование первой диодной линейки в составе чипа PLPM4L.



Рис. 3. Тестирование первой диодной линейки в составе PLPM4L

На рисунке 4 представлена схема использования нескольких диодных матриц с единой системой охлаждения (1). Излучение от диодных матриц собирается и фокусируется с помощью линзы большого диаметра (2), а затем коллимируется с помощью короткофокусной линзы (3).

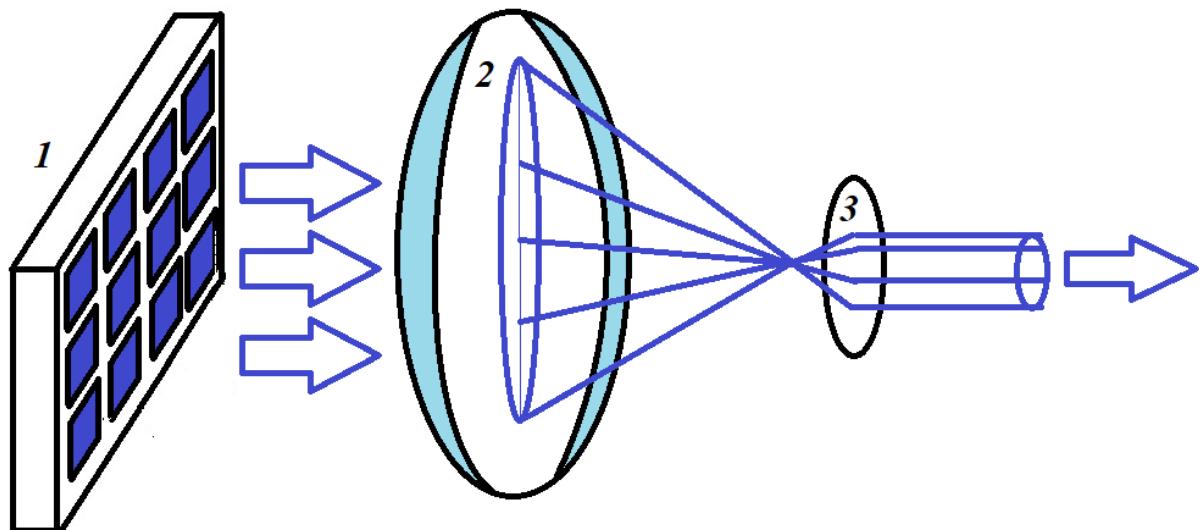


Рис. 4. Схема излучателя с использованием нескольких диодных матриц

В качестве собирающей линзы может быть использована коммерчески доступная линза Френеля, используемая в частности в прожекторах и экспериментальных системах энергообеспечения на основе солнечных панелей, представленная на рисунке 5.



Рис. 5. Собирающая линза Френеля большого диаметра

На приемной стороне возможно использование фотодиодных матриц. При этом последовательное соединение фотодиодов позволяет повысить выходное напряжение, а параллельное соединение отдельных фотодиодов или их последовательно соединенных линеек позволяет увеличить выходной ток. Возможно также использование для «кондиционирования» выходного сигнала каскадов трансимпедансных усилителей на основе малошумящих микромощных операционных усилителей. При этом также целесообразно использование аккумуляторных батарей модульного типа, что позволит увеличить надежность системы энергопитания автономных сетевых устройств.

Использование нескольких диодных матриц позволит достичь мощности сигнала на уровне 1-1,5 кВт с плотностью потока энергии до $10 \text{ кВт}/\text{см}^2$.

3. ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ ПОСРЕДСТВОМ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Описанная выше система может быть также применена для передачи информации. При этом использование в излучателе набора диодных матриц открывает новые возможности для формирования информационного сигнала (сообщения).

В первом варианте модуляция мощности излучения всех диодных матриц, входящих в состав излучателя, производится синхронно. В простейшем случае может быть использована ООК модуляция.

Во втором варианте сигналу от каждой диодной матрицы, входящей в состав излучателя, может быть придана своя особенность. В этом случае снижение мощности излучения соответствующей матрицы ниже определенного порога или отключение модуляции ее сигнала может интерпретироваться на принимающей стороне как обнуление соответствующего двоичного регистра.

Вопрос о том, позволит ли использование второго варианта увеличить такие характеристики передаваемой информации как скорость передачи, помехоустойчивость и тому подобное требует дальнейших теоретических и экспериментальных исследований.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрено использование матриц диодных лазеров для передачи энергии и информации в свободном пространстве. Предложенные схемы и решения могут быть использованы для дистанционной подзарядки аккумуляторных батарей и управления автономными сетевыми устройствами в составе сенсорных сетей различного назначения. Особо необходимо отметить, что использование матриц фотодиодов на принимающей стороне позволяет использовать для подзарядки как излучение лазера от внешнего источника так и фоновое световое излучение в дневное время суток.

ЛИТЕРАТУРА

1. Беспроводная передача энергии с использованием технологий, не предусматривающих передачу с помощью радиочастотного луча // Отчет МСЭ-Р SM.2303-2. – URL: <https://www.itu.int/pub/R-REP/en>
2. Qi Wireless Charging. – URL: <https://www.qiwireless.com>
3. «Умная дорога». Беспроводная зарядка электромобилей от Electreon. – URL: <https://habr.com/ru/company/vdsina/blog/559978/>
4. Козин Р.Р., Андреев П.Г., Наумова И.Ю., Таньков Г.В. Возможности беспроводной передачи энергии в РЭС. // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество», 2018, том 2. С. 234-236.
5. Energy transmit by laser power beaming demonstration. – URL: <https://www.nrl.navy.mil/news/releases/researchers-transmit-energy-laser-power-beaming-demonstration>
6. Successful microwave power beaming demonstration. – URL: <https://www.nrl.navy.mil/Media/News/Article/3005806/nrl-conducts-successful-terrestrial-microwave-power-beaming-demonstration/>
7. Dickinson R.M., Grey J. Laser Wireless Power Transmission // NASA Report 1999. – URL: <https://trs.jpl.nasa.gov/bitstream/handle/2014/16855/99-0263.pdf?sequence=1>
8. Тетельбаум С. И. О беспроводной передаче электроэнергии на большие расстояния с помощью радиоволн // Электричество. — 1945. — № 5. — С. 43—46.
9. Chaari M. Z., Al-maadeed S. Wireless Power Transmission for the Internet of Things // 2020 IEEE International Conference on Informatics, IoT, and Enabling Technologies (ICIoT). DOI:10.1109/ICIoT48696.2020.9089547. – URL: https://www.researchgate.net/publication/341317346_Wireless_Power_Transmission_for_the_Internet_of_Things_IoT
10. Lopez O.L.A., Souza R. D., Montejo-Sanchez S., G. Fernandez E. M., Latva-aho M. Massive Wireless Energy Transfer: Enabling Sustainable IoT Towards 6G Era // ArXiv.org Jan. 2021. – URL: <https://arxiv.org/pdf/1912.05322.pdf>
11. Шубин Д.Н., Сперанский В.С., Абрамов С.В., Клинцов О.И., Клементьев Д.А. Обзор системы связи в ультрафиолетовом диапазоне с высокой скоростью передачи данных. – Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов, №1, 2021 год.

REFERENCES

1. Wireless power transmission using non-RF technology // Отчет МСЭ-Р SM.2303-2. – URL: <https://www.itu.int/pub/R-REP/en>

2. Qi Wireless Charging. - URL: <https://www.qiwireless.com>
3. «Smart road. " Electreon's Wireless Electric Vehicle Charging. – URL: <https://habr.com/ru/company/vdsina/blog/559978/>
4. Kozin R. R., Andreev P.G., Naumova I.U., Tankov G.V. Opportunities for wireless energy transmission in RES //Proceedings of the International Symposium "Reliability and Quality," 2018, Vol. 2. P. 234-236.
5. Energy transmit by laser power beaming demonstration. – URL: <https://www.nrl.navy.mil/news/releases/researchers-transmit-energy-laser-power-beaming-demonstration>
6. Successful microwave power beaming demonstration. – URL: <https://www.nrl.navy.mil/Media/News/Article/3005806/nrl-conducts-successful-terrestrial-microwave-power-beaming-demonstration/>
7. Dickinson R.M., Grey J. Laser Wireless Power Transmission // NASA Report 1999. – URL: <https://trs.jpl.nasa.gov/bitstream/handle/2014/16855/99-0263.pdf?sequence=1>
8. Tetelbaum S. I. About wireless transmission of electricity over long distances using radio waves//Electricity.. — 1945. — № 5. — P. 43—46.
9. Chaari M. Z., Al-maadeed S. Wireless Power Transmission for the Internet of Things // 2020 IEEE International Conference on Informatics, IoT, and Enabling Technologies (ICIoT). DOI:10.1109/ICIoT48696.2020.9089547. – URL: https://www.researchgate.net/publication/341317346_Wireless_Power_Transmission_for_the_Internet_of_Things_IoT
10. Lopez O.L.A., Souza R. D., Montejo-Sanchez S., G. Fernandez E. M., Latva-aho M. Massive Wireless Energy Transfer: Enabling Sustainable IoT Towards 6G Era // ArXiv.org Jan. 2021. – URL: <https://arxiv.org/pdf/1912.05322.pdf>
11. Shubin D.N., Speransky V.S., Abramov S.V., Klintsov O.I., Klementev D.A. Overview of a high data rate ultraviolet communication system. - Synchronization, signal generation and processing systems, №1, 2021 год.

МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С БИАКСИАЛЬНОЙ СХЕМОЙ И УЗКИМ ПОЛЕМ ЗРЕНИЯ

Д. Н. Кочурова, А. И. Калугин, Е. А. Антонов

Удмуртский федеральный исследовательский центр Уральского отделения Российской академии наук (УдмФИЦ УрО РАН), Ижевск, Российская Федерация

Аннотация. Проектирование лазерных локационных систем является сложной задачей, поскольку зависит от большого множества факторов, включающих в себя задачу, которую должна выполнять установка, схема локации, параметры передающей и приёмных систем. Моделирование принятой после отражения мощности позволяет сократить временные и финансовые затраты на разработку. В данной статье проанализирована зависимость мощности от расстояния для случая биаксимальной схемы локации с узким полем зрения. Представлены экспериментальные данные, полученные при отражении от пластикового диска.

Ключевые слова: биаксимальная схема локации, узкое поле зрения, лазерная локационная система, отражённая мощность.

SIMULATION OF THE POWER OF A LASER LOCATION SYSTEM WITH A BIAXIAL SCHEME AND A NARROW FIELD OF VIEW

D. N. Kochurova, A. I. Kalugin, E. A. Antonov

Udmurt Federal Research Center of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences
(UdmFRC UB RAS), Izhevsk, Russian Federation

Abstract. The design of laser ranging systems is a complex task because it depends on a large number of factors, including the purpose of the device, the location scheme, the parameters of the transmitting and receiving systems. Modeling the power received after reflection allows to reduce the time and financial costs of development. In this article, the dependence of power on distance is analyzed for the case of a biaxial location scheme with a narrow field of view. Experimental data obtained by reflection from a plastic disk are presented.

Keywords: biaxial location scheme, narrow field of view, laser location system, reflected power.

1. ВВЕДЕНИЕ

Конструирование лазерной локационной системы и выбор её параметров являются одними из самых важных этапов проектирования. Выбор длины волны, мощности излучения, параметров передающего объектива основываются на свойствах среды распространения, максимальной дальности действия, параметрах зондируемого объекта (эффективная площадь отражения – параметр, описывающий оптические и геометрические свойства объекта [1]). При выборе приёмника излучения необходимо учитывать его быстродействие, спектральную чувствительность, немаловажным является расчет поля зрения приёмной системы. Экспериментальное определение каждого параметра является затратной задачей, как по времени, так и по финансам. Моделирование выражения для расчёта мощности является более целесообразным, несмотря на то, что требует корректировок согласно эксперименту. Поэтому целью

настоящей работы являлось получение формулы для величины мощности принятого лазерного сигнала.

2. ВЫБОР СХЕМЫ ЛОКАЦИИ

Существует два вида схем локации: моностatischeкая или бистатическая (рисунок 1), выбор которой зависит от поставленной задачи [2]. К примеру, моностatischeкая схема локации (схема с совмешёнными источником и приёмником излучения) используется в лазерных дальномерных системах и лазерных локационных системах. Бистатические схемы локации (схема с разнесёнными источником и приёмником излучения) могут использоваться в задачах по определению индикаторов рассеяния аэрозолей или измерения поглощения на трассе. Для снижения габаритных размеров и повышения мобильности в лазерных локационных системах используется моностatischeкая схема. При этом возникает проблема выбора между видами моностatischeких схем: коаксиальная (совмешённые оптические оси источника и приёмника) и биаксиальная (параллельные оси). Преимущество биаксиальной системы состоит в уменьшении количества оптических элементов, нет необходимости в светоделительных элементах, что повышает коэффициент пропускания системы. У биаксиальной схемы присутствует так называемая мёртвая зона [3], приём сигнала возможен только с момента, когда пересекаются поля зрения приёмной и передающей систем. Но мёртвая зона наблюдается и при коаксиальной схеме, она обусловлена тем, что передающая апертура затеняет полевую диафрагму приёмника [4]. Сократить же область мёртвой зоны в биаксиальной схеме возможно, если приёмная система будет иметь способность вращения, тем самым появляется возможность измерений, как на дальних, так и на близких дистанциях.

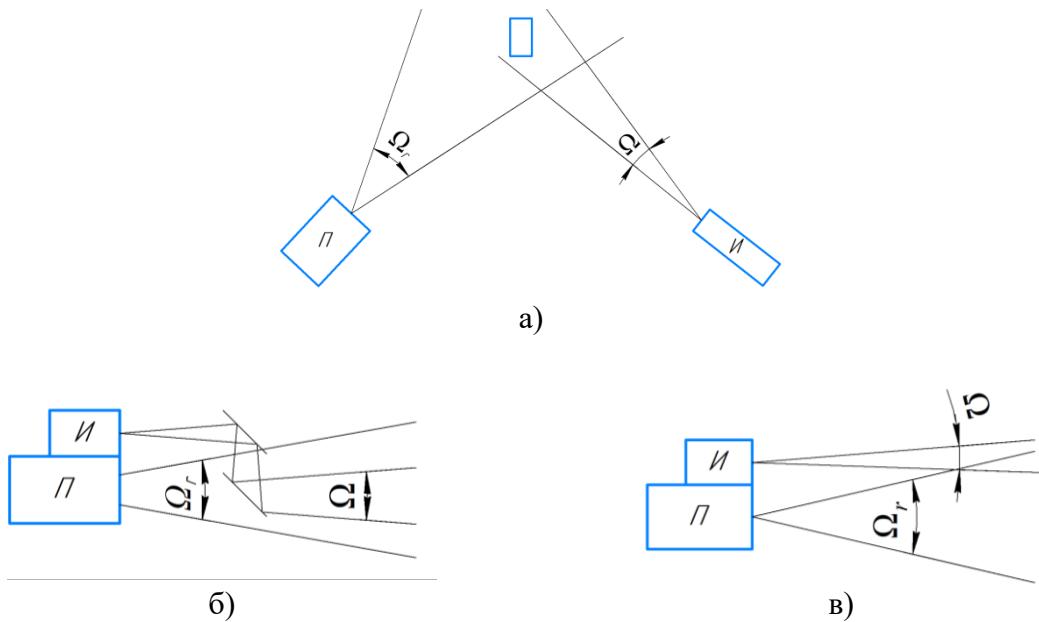


Рис. 1. Схемы локации: а) бистатическая; б) моностatischeкая коаксиальная; в) моностatischeкая биаксиальная (П – приёмная система с телесным углом поля зрения Ω_r , И – передающая система с телесным углом поля зрения Ω)

3. ВЫБОР ПОЛЯ ЗРЕНИЯ ПРИЁМНИКА

Важно отношение полей зрения приёмной и передающей системы, определяющее геометрическую функцию лазерной локационной системы [5; 6], которая также зависит и от схемы локации. В общем случае расходимость лазера стараются снизить для

повышения энергетической эффективности. Несмотря на то, что в системы с широким полем зрения поступает большее количество информации, то есть величина принимаемой мощности выше, системы с малым полем зрения обладают более широким рядом преимуществ. Чем меньше поле зрения приёмника, тем меньше величина принимаемого фонового излучения [7], что приводит к повышению отношения сигнал/шум [8], большей контрастности изображения [9]. На принимаемый сигнал не влияют предметы, находящиеся вне зоны обнаружения [10], снижается относительный вклад многократного рассеяния [11]. Помимо этого, при уменьшении поля зрения увеличивается фокусное расстояние приёмной системы, что значительно упрощает её разработку. Короткофокусные системы обладают большими aberrациями, которые требуется компенсировать, и более чувствительны к юстировке.

4. ФОРМУЛА И ЭКСПЕРИМЕНТ

Таким образом, биаксиальная схема локации с малым полем зрения обладает своим рядом преимуществ. В работе представляется модель для отражённой от объекта мощности P_{rec} . При этом максимальное расстояние между осями приёмного и передающего объектива составляет h . Передающая оптическая система формирует лазерное излучение с гауссовым пространственным распределением интенсивности. При этом будем предполагать, что объект исследования можно заменить эквивалентным круглым диском с эффективной площадью отражения σ , равной эффективной площади отражения объекта. Для этого случая P_{rec} можно представить в следующем виде:

$$P_{rec} = \frac{P_0 \Omega_r T_{atm}^2 T_e T_r}{z^2((z+z_0)^2 + b^2)} \frac{w^2 w_r^2 r_r}{\theta^2} \frac{1}{4h} \left[1 - e^{-\frac{\sigma}{\pi w^2}} \right] \left[e^{-\frac{(h-r_r)^2}{w_r^2}} - e^{-\frac{(h+r_r)^2}{w_r^2}} \right], \quad (1)$$

где P_0/b^2 – плотность мощности в центре перетяжки, Ω_r – телесный угол поля зрения приёмной системы, T_{atm} – коэффициент пропускания среды распространения, T_e и T_r – коэффициенты пропускания передающей и приёмной системы соответственно, w и w_r – энергетические ширины лазерного пучка в плоскости объекта и приёмника соответственно, которые в свою очередь зависят от z , r_r – радиус входного окна приёмной системы, z_0 – положение перетяжки лазерного пучка относительно выхода передающего объектива, b – конфокальный параметр пучка, θ – энергетический угол расходимости лазерного излучения.

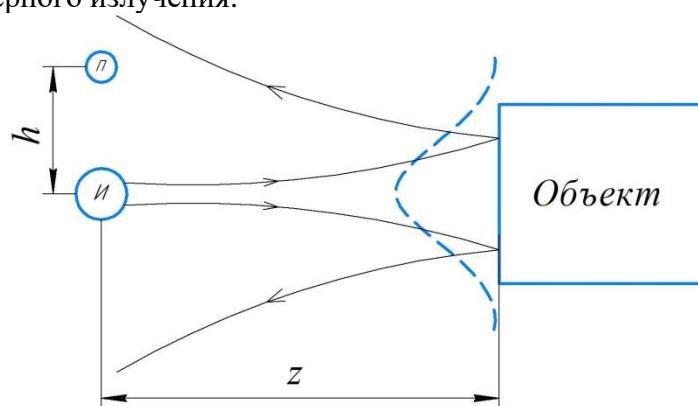


Рис. 2. Схема эксперимента: П – приёмная система, И – передающая система; штриховой линией показана зависимость пространственного распределения интенсивности лазерного излучения

Для подтверждения полученной зависимости был проведён эксперимент, схема которого представлена на рисунке 2. Передающая система формирует лазерный импульс с гауссовым пространственным распределением интенсивности (штриховая линия),

падающим в центр объекта. Излучение падает на объект, и затем часть его поступает в приёмную систему, ось которой расположена на расстоянии h от оси передающей системы. Параметры лазерной системы представлены в таблице 1. В качестве отражающего объекта использовался круглый пластиковый диск радиусом $r_d = 0,13$ м и отражательной способностью $\rho_s = 0,9$. Эффективная площадь отражения в данном случае равна [1]:

$$\sigma_s = \pi w^2 \rho_s \left(1 - \exp\left(-\frac{r_d^2}{w^2}\right) \right), \quad (2)$$

Таблица 1. Параметры лазерной локационной системы

Параметр	P_0 , МВт	Ω_r , мкрад	T_{atm}	$T_e \cdot T_r$	r_r , мм	z_0 , м	w_0 , мкм	λ , мкм
Значение	9	0,69	1	0,3	25,4	7	62	1,55

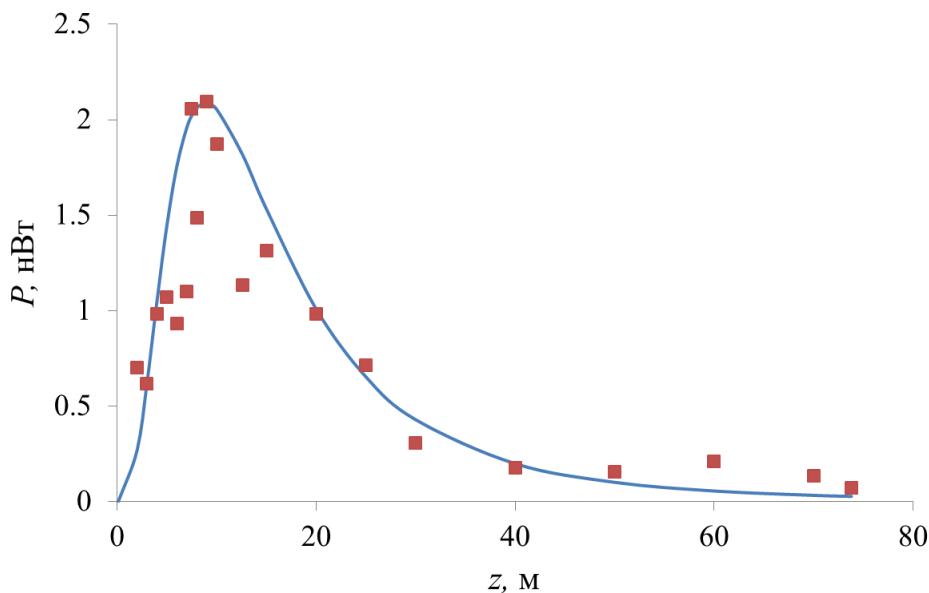


Рис. 3. Зависимость мощности принятого сигнала в зависимости от расстояния (маркерами отмечены экспериментальные данные, сплошной линией – теоретические)

Проанализировав формулу (1) и экспериментальные данные (рисунок 3), можно увидеть следующие закономерности. При малых дистанциях до объекта значения принятой мощности почти линейно возрастают, что связано с ростом энергетической ширины отражённого пучка, то есть в поле зрения приёмника поступает большее количество энергии. Но при этом плотность энергии на объекте падает, и при определенном расстоянии до объекта, когда значение этого фактора начинает преобладать, отражённая мощность достигает максимальной величины, после которого можно пренебречь расстоянием между осями h . Данное расстояние до объекта в нашем случае равно $z_{max} = 10$ м. Оно определено численно, и имеет хорошее согласие с экспериментальными результатами. При $z > z_{max}$ наблюдается спад значений принятой мощности, согласно формулам, справедливым и для коаксиальной схемы локации. Теоретические результаты имеют хорошее согласие с экспериментальными данными, что подтверждает достоверность представленной модели.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлено моделирование отражённой от объекта мощности в зависимости от расстояния до объекта для биаксиальной схемы локации с узким полем зрения приёмной системы и с учётом гауссова пространственного распределения лазерного излучения. Был проведён эксперимент, подтверждающий данную зависимость. Показано, что отражённая мощность имеет максимальное значение на определенном расстоянии. Такое изменение значений мощности обусловлено наличием двух конкурирующих процессов, таких как увеличение ширины пучка с расстоянием и уменьшение плотности мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дерменжи И. А. Барышникова С. Ю., Кочурова Д. Н., Калугин А. И. Измерение мощности лазерного излучения, отраженного от ламбертова круглого отражателя // Приборостроение-2021 : материалы 14-й Международной научно-технической конференции, 17-19 ноября 2021 года, Минск, Республика Беларусь / редкол.: О. К. Гусев (председатель) [и др.]. – Минск : БНТУ, 2021. - С. 407-408.
2. Козинцев В.И. Основы импульсной лазерной локации: учеб. пособие для вузов / Козинцев В. И. , Белов М. Л., Орлов В. М., Городничев В. А., Стрелков Б. В. // ред. В. Н. Рождествин. – М. : МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 512 с.
3. Григорьевский В. И., Садовников В. П., Тезадов Я. А., Элбакидзе А. В. Рассеяние лазерного излучения в атмосфере земли и его влияние на работу квазинепрерывных лидаров // Радиотехника и электроника, 2018, Т. 63, № 9. - С. 895-898.
4. Бобровников С. М., Горлов Е. В., Жарков В. И. Многоапертурная приемопередающая система лидара с узким полем зрения и минимальной мертввой зоной зондирования // Оптика атмосферы и океана, 2018, Т. 31, № 7, - С. 551-558.
5. Иванов С.Е., Филимонов П.А., Белов М.Л., Федотов Ю.В. Городничев В.А.Сравнительный анализ дальности зондирования для различных вариантов аэрозольного лидара Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2015,Т. 15, № 1. - С. 114-128.
6. Филимонов П.А., Иванов С.Е., Белов М.Л., Городничев В.А., Кувшинов А.В. Сравнительная оценка отношения сигнал-шум для лидаров дистанционного зондирования на безопасных для зрения лазерных длинах волн // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016, Т. 16, № 9. - С. 24-34.
7. Eixmann R., Gerding M., Hoffner J., Kopp M. Lidars With Narrow FOV for Daylight Measurements // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2015, Vol. 53, No 8. - Pp. 4548-4553.
8. Chen Z. Effect of Lidar Receiver Field of View on UAV Detection / Chen Z., Miao Y., Tang D., Yang H., Pan W. // Photonics, 2022 , Vol. 9 , No 12. - Pp. 972.
9. Christnacher F. Optical and acoustical UAV detection / Christnacher F., Hengy S., Laurenzis M. Matwyschuk A, Naz P., Schertzer S., Schmitt G. // Electro-Optical Remote Sensing , 2016. - P. 99880B.
10. Popa G. Experimental Study Regarding Long Range LiDAR Capabilities in Sensing Safety Distance for Vehicle Application / Popa G., Gheți M.-A., Tudor E., Vasile I., Sburlan I.-C. // Sensors , 2022 , Vol. 22 , No 15 , Pp. 5731.
11. Shcherbakov V. Empirical model of multiple-scattering effect on single-wavelength lidar data of aerosols and clouds / Shcherbakov V., Szczap F., Alkasem A., Mioche G., Cornet C. // Atmospheric Measurement Techniques, 2022, Vol. 15 , No 6. - Pp. 1729-1754.

REFERENCES

1. Dermenzh I. A. Baryshnikova S. Yu., Kochurova D. N., Kalugin A. I. Measurement of the power of laser radiation reflected from a Lambertian round reflector // Instrumentation-2021: materials of the 14th International Scientific and Technical Conference, 17-19 November, 2021, Minsk, Republic of Belarus / editorial board: O. K. Gusev (chairman) [and others]. - Minsk: BNTU, 2021. - Pp. 407-408.
2. Kozintsev V.I. Fundamentals of pulsed laser location: textbook manual for universities / Kozintsev V.I., Belov M.L., Orlov V.M., Gorodnichev V.A., Strelkov, B.V. // ed. V. N. Rozhdestvin. - M. : MSTU im. N.E. Bauman, 2006. - 512 p.
3. Grigorievskii V. I., Sadovnikov V. P., Tezadov Ya. A., Elbakidze A. V., Scattering of laser radiation in the earth's atmosphere and its effect on the operation of quasi-continuous lidars // Radiotekhnika i elektronika, 2018, V. 63, No. 9. - Pp. 895-898.
4. Bobrovnikov S. M., Gorlov E. V., Zharkov V. I. Multi-aperture lidar transceiver system with a narrow field of view and a minimum sounding dead zone // Atmospheric and Ocean Optics, 2018, V. 31. - Pp. 551-558.
5. Ivanov S.E., Filimonov P.A., Belov M.L., Fedotov Yu.V. Gorodnichev V.A. Comparative analysis of sounding range for various variants of aerosol lidar // Science and education: scientific edition of MSTU im. N.E. Bauman, 2015, T. 15, No. 1. - Pp. 114-128.
6. Filimonov P.A., Ivanov S.E., Belov M.L., Gorodnichev V.A., Kuvшинов А.В. Comparative evaluation of the signal-to-noise ratio for remote sensing lidars at eye-safe laser wavelengths. N.E. Bauman, 2016, Vol. 16, No. 9. - Pp. 24-34.
7. Eixmann R., Gerding M., Hoffner J., Kopp M. Lidars With Narrow FOV for Daylight Measurements // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2015, Vol. 53, No 8. - Pp. 4548-4553.
8. Chen Z. Effect of Lidar Receiver Field of View on UAV Detection / Chen Z., Miao Y., Tang D., Yang H., Pan W. // Photonics, 2022 , Vol. 9 , No 12. - Pp. 972.
9. Christnacher F. Optical and acoustical UAV detection / Christnacher F., Hengy S., Laurenzis M. Matwyschuk A, Naz P., Schertzer S., Schmitt G. // Electro-Optical Remote Sensing , 2016. - P. 99880B.
10. Popa G. Experimental Study Regarding Long Range LiDAR Capabilities in Sensing Safety Distance for Vehicle Application / Popa G., Gheți M.-A., Tudor E., Vasile I., Sburlan I.-C. // Sensors , 2022 , Vol. 22 , No 15 , Pp. 5731.
11. Shcherbakov V. Empirical model of multiple-scattering effect on single-wavelength lidar data of aerosols and clouds / Shcherbakov V., Szczap F., Alkasem A., Mioche G., Cornet C. // Atmospheric Measurement Techniques, 2022, Vol. 15 , No 6. - Pp. 1729-1754.

ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ГОМОДИННОГО ТИПА ПРИ СЕЛЕКЦИИ ВИБРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ

Д. А. Дрынкин¹, А. Ю. Козирацкий¹, А. Г. Петухов¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. В статье описан алгоритм работы лазерной локационной станции гомодинного типа при селекции вибрирующих объектов. Приведена структурная схема лазерной локационной станции функционирующей в режиме селекции вибрирующих объектов. Представлена структурная схема устройства фотосмещения приемного тракта, реализующего гомодинный прием. Приведены аналитическая форма отраженного сигнала и его временное представление.

Ключевые слова: лазерная локационная станция, гомодинный прием, интерференция, вибрационный портрет, окна прозрачности атмосферы, эффект Доплера, девиация частоты.

PROPOSAL FOR THE USE OF A HOMODYNE-TYPE LASER LOCATION STATION IN THE SELECTION OF VIBRATING OBJECTS

D. A. Drynkin¹, A.Y. Koziratsky¹, A.G. Petuhov¹

¹MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezg, Russia

Abstract. The article describes the algorithm of operation of a homodyne-type laser location station in the selection of vibrating objects. A block diagram of a laser location station operating in the mode of selection of vibrating objects is given. A block diagram of a photo-mixing device of the receiving tract implementing homodyne reception is presented. The analytical form of the reflected signal and its temporal representation are given.

Keywords: laser location station, homodyne reception, interference, vibration portrait, atmospheric transparency windows, Doppler effect, frequency deviation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Любая локационная система служит для получения информации об удаленном объекте. В результате обработки из принимаемого сигнала извлекается необходимая информация. Особенностью всех локационных систем является то, что принимаемый ими сигнал является результатом собственного излучения наблюдаемого объекта или формируется в следствии отражения от его поверхности зондирующего излучения. Эффективность локационной системы определяется скоростью, точностью, объемом получаемой информацией и простотой технической реализации [1]. Устройства способные сочетать в себе все представленные требования – лазерные локаторы.

Данные системы производят высокоточное измерение координат, скорости объекта, получают исчерпывающую информацию о форме и структуре его поверхности. Кроме того, лазерные локационные станции (ЛЛС) являются энергетически выгодными, так как удается собрать в узком телесном угле зондирующее излучение.

В оптической локации наибольшее распространение получили методы прямого фотодетектирования (энергетический некогерентный прием) и гетеродинного (когерентного приема) отраженных сигналов [2]. Ширина полосы пропускания и

пороговая мощность сигнала – основные параметры, по которым оценивается эффективность обнаружителя ЛЛС.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Использование гетеродинного метода приема широкополосных сигналов с $\lambda = 10,64$ мкм способствует увеличению чувствительности приемника в 10^4 раза по сравнению с прямым фотодетектированием [3]. Другим преимуществом данного метода является более эффективная пространственная и спектральная фильтрации. Выбор рабочего диапазона длин волн обусловлен влиянием атмосферы на распространение зондирующего излучения. Ключевым показателем выступает значение коэффициента пропускания атмосферы от длин волн.

Лазерные локационные станции обзора земной поверхности работают на длине волны 10,64 мкм, что соответствует окну прозрачности (наибольший коэффициент пропускания). Обнаружение объекта на фоне подстилающей земной поверхности связано со значительной трудностью, обусловленной тем, что значения спектральных коэффициент отражения фона и цели имеют близкие значения, тем самым невозможно достичь приемлемого уровня контраста на устройстве индикации. Таким образом, необходимо сформировать новый селективный признак, позволяющий преодолеть возникшую сложность. В качестве такого признака может выступать вибрация элементов поверхности объекта поражения, возникающая в результате работы силовой установки. Вращение неуравновешенных частей двигателя и сгорание топливной смеси в цилиндрах основные причины возникновения вибраций.

Таким образом, целью работы является разработка алгоритма работы лазерной локационной станции гомодинного типа при селекции вибрирующих объектов.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Алгоритм работы ЛЛС можно разделить на 3 этапа:

Работа в импульсном режиме (определение периода следования принимаемых импульсов, угловых координат и дальности);

Работа в непрерывном режиме (определение периода следования импульсов и формирования вибрационного изображения);

На рисунке 2 представлена структурная схема ЛЛС, функционирующая в режиме селекции вибрирующих объектов.

На первом этапе ЛЛС функционирует в импульсном режиме. Целью данного этапа является измерение дальности, координат объекта локации и формировании эталонной последовательности импульсов. Длительность импульсов такова, что объект локации считается неподвижным [4]. Минимальная дальность действия (мертвая зона) определяется выражением вида:

$$R_{\min} = \frac{c \cdot (\tau_i + t_{\text{доп}})}{2} \quad (1)$$

где c – скорость света в вакууме, τ_i – длительность импульса, $t_{\text{доп}}$ – время, затрачиваемое на переключение антенны.

Предел однозначного отсчета дальности задается выражением вида:

$$R_{\max} = \frac{c \cdot T_{\text{п}}}{2} \quad (2)$$

где $T_{\text{п}}$ – период повторения периодической импульсной последовательности.

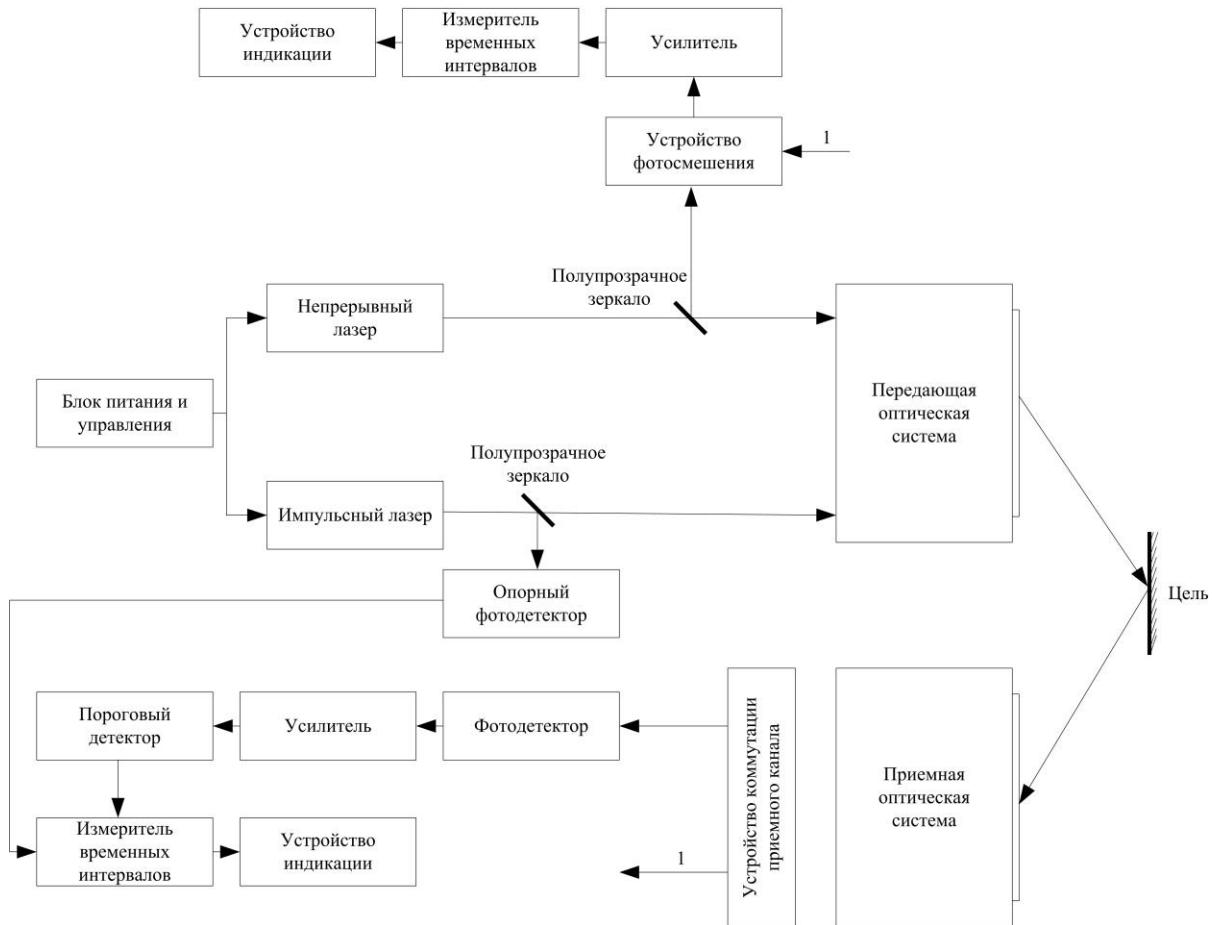


Рис. 1. Структурная схема лазерной локационной станции, функционирующей в режиме селекции вибрирующих объектов

Потенциальная разрешающая способность по дальности:

$$\Delta R_{\min} = \frac{c \cdot \tau_u}{2} \quad (3)$$

Значения параметров подпираются в зависимости от требований предъявляемым к ЛЛС.

Блок питания и управления (БПиУ) запускает оптический квантовый генератор (ОКГ), работающий в импульсном режиме. Сгенерированное излучение поступает в передающую оптическую систему (ПОС), часть мощности при помощи полупрозрачного зеркала (ПЗ) поступает на вход опорного фотодетектора (ОФД). На выходе ОФД формируется управляющее напряжение, запускающее измеритель временных интервалов (ИВИ).

Отраженный сигнал от цели поступает на вход приемной оптической системы (ПрОС). Устройство коммутации приемного канала (УКПК) активирует приемный тракт, соответствующий импульсному режиму излучения. Принимаемое оптическое излучение преобразуется в электрический сигнал фотодетектором, усиливается и поступает на вход порогового детектора (ПД). В случае превышения установленного порогового значения, на выходе ПД формируется управляющий сигнал, останавливающий ИВИ. Далее осуществляется процедура определения временного интервала между импульсами.

Запишем выражение для импульса

$$S(t, \lambda) = A(t, \lambda) \cos \Phi(t, \lambda) \quad (4)$$

где $\Phi(t - \tau) = \omega_0(t - \tau) + Y(t - \tau) + \varphi$ выражает импульс с неизвестным временем прихода τ , который принимается на фоне белого гауссовского шума в интервале $t \in [0, T]$.

Определим потенциальную точность измерения времени запаздывания импульса. В нашем случае нормированная функция рассогласования имеет вид

$$\rho(\tau_u, \tau) = \frac{1}{E} \int_0^T S(t - \tau_u) \cdot S(t - \tau) dt; \quad E = \frac{a^2}{2} \int_0^T A^2(t - \tau_u) dt \quad (5)$$

При вычислении второй производной по параметру $\hat{\tau}$ получим:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial \tau^2} = a \left[\frac{\partial^2 A}{\partial \tau^2} \cos \Phi + 2 \frac{\partial A}{\partial \tau} \left(\omega_0 + \frac{\partial \psi}{\partial \tau} \right) \sin \Phi - A \left(\omega_0 + \frac{\partial \psi}{\partial \tau} \right)^2 \cos \Phi - A \frac{\partial^2 \psi}{\partial \tau^2} \sin \Phi \right]. \quad (6)$$

Подставим выражения (4) и (6) в (5), предполагая, что $\omega_0 \gg \partial \psi / \partial \tau$, пренебрегаем интегралами от синусоидальных функций с удвоенной частотой для второй производной функции рассогласования получим

$$\frac{\partial^2}{\partial \tau^2} \rho(\tau, \tau_u) \Big|_{\tau = \tau_u} = - \left[\omega_0^2 - \frac{\int_0^\tau A(t - \tau_u) \frac{\partial^2 A(t - \tau_u)}{\partial T^2} dt}{\int_0^T A^2(t - \tau_u) dt} \right]. \quad (7)$$

Используя запись спектральной плотности, огибающей $F(j\omega) = A(t)e^{-j\omega t} dt$, учтем обратное преобразование Фурье

$$A(t - \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega(t-\tau)} d\omega \quad (8)$$

проведем преобразование: подставим (8) в числитель (7), продифференцируем, так что

$$\begin{aligned} I &= \int_0^T A(t - \tau_u) \frac{\partial^2 A(t - \tau)}{\partial \tau_u^2} dt = \\ &= -\frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 F(j\omega) F(j\omega_2) e^{-j(\omega-\omega_2)\tau_u} \int_0^T e^{-j(\omega-\omega_2)t} dt d\omega d\omega_2. \end{aligned} \quad (9)$$

Заменим переменную ω_2 на Ω , учитывая определение δ – функции:

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_0^T e^{j(\omega-\Omega)t} dt = \delta(\omega + \Omega),$$

получим

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |F(j\omega)|^2 d\Omega. \quad (10)$$

На основании равенства Персеваля выразим интеграл от квадрата огибающей импульса через спектральную плотность:

$$\int_0^T A^2(t - \tau_u) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(j\Omega)|^2 d\Omega \quad (11)$$

На основании выражений (10) и (11) введем физический параметр сигнала $\Delta\Omega^2$ – квадрат ширины спектра огибающей импульса

$$-\frac{I}{\int_0^T A^2(t - \tau_u) dt} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |F(j\Omega)|^2 d\Omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |F(j\Omega)|^2 d\Omega} = \Delta\bar{\Omega}^2. \quad (12)$$

Далее представим вторую производную функции рассогласования

$$\left. \frac{\partial^2}{\partial \tau^2} \rho(\tau, \tau_u) \right|_{\tau = \tau_u} = \tau_u [\omega_0^2 + \Delta\Omega^2], \quad (13)$$

Откуда следует значение дисперсии оптимальной оценки времени задержки импульса

$$\delta_\tau^2 = \left[\frac{2E}{N_0} (\omega_0^2 + \Delta\bar{\Omega}^2) \right]^{-1}. \quad (14)$$

На основании времени запаздывания определяется величина периода следования отраженных импульсов, которая записывается в буфере.

После того, как получены значения периода в импульсном режиме, БПиУ активирует ОКГ, функционирующий в непрерывном режиме. Излучение поступает в ПОС, часть мощности ПЗ отводится на устройство фотосмещения (УФ). На вход ПрОС поступает отраженный от цели сигнал описываемый аналитическим выражением вида:

$$S_{n \text{ ЧМ}}(t) = S_0 \cos(2\pi f_0 t + m \sin 2\pi f t) + n(t) \quad (15)$$

где $S_{n \text{ ЧМ}}(t)$ – отраженный сигнал элемента поверхности, S_0 – амплитуда несущей, f_0 – частота несущей, f – частота модулирующего колебания, m – коэффициент угловой модуляции t – время наблюдения, $n(t)$ – аддитивная помеха.

На рисунке 3 представлен отраженный сигнал во временной области.

Сигнал имеет такую форму в следствии влияния эффекта Доплера, обусловленного наличием вибраций элементов поверхности локируемого объекта.

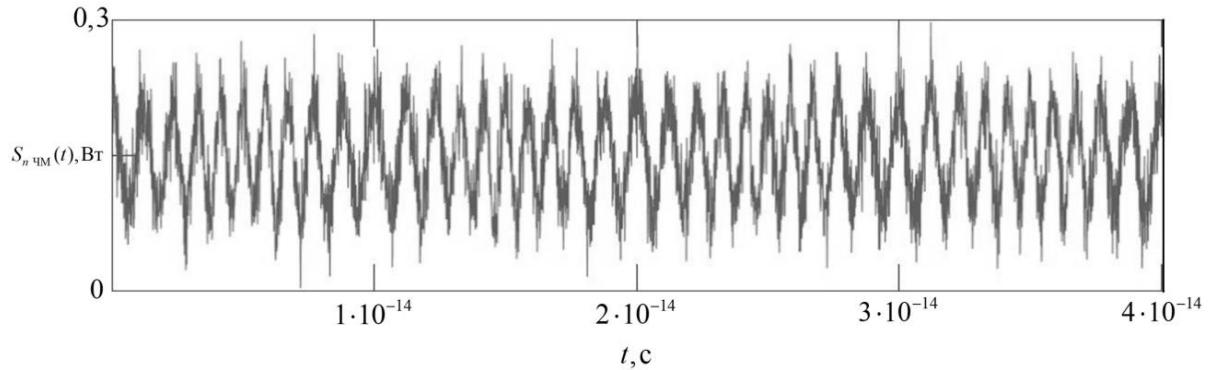


Рис. 2. Форма отраженного сигнала во временной области

УКПК активирует приемный тракт, соответствующий непрерывному режиму излучения (гомодинный прием). В УФ происходит интерферирование принимаемого сигнала и части излучения ОКГ отводимого ПЗ (рисунок 4).

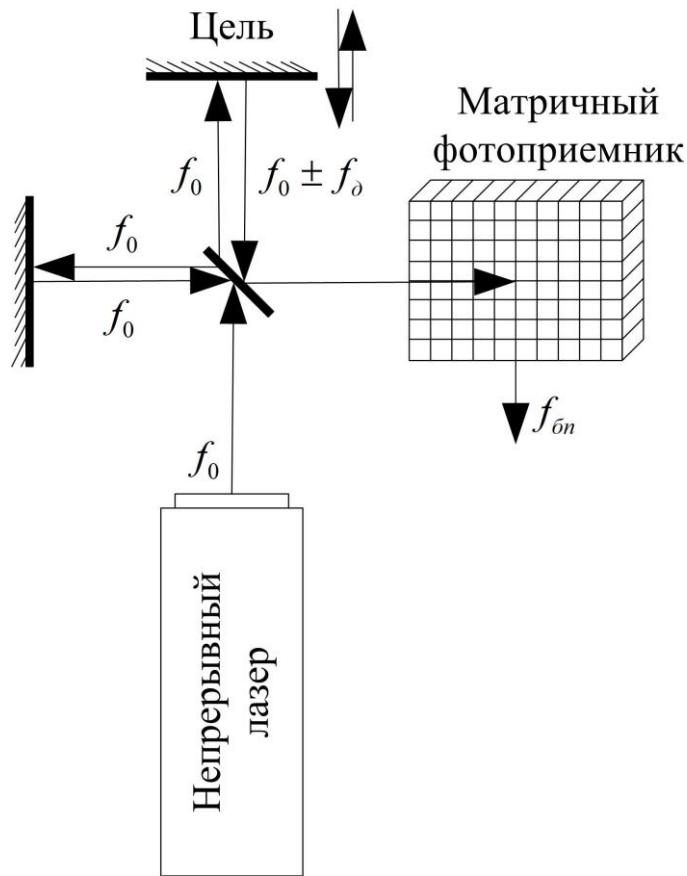


Рис. 3. Структурная схема устройства фотосмешения

На выходе УФ формируется последовательность импульсов период следования которых изменяется пропорционально фазе вибрирующей цели. Импульсная последовательность усиливается и поступает на вход ИВИ, где определяется значение величины периода следования аналогичным способом, изложенным в выражениях с (5) по (14). Значения частот поступают в устройство индикации, которое формирует высококонтрастное изображение вибрирующего объекта на фоне подстилающей земной

поверхности. Пример функционирования программы, реализующей представленный алгоритм, представлен на рисунке 5.

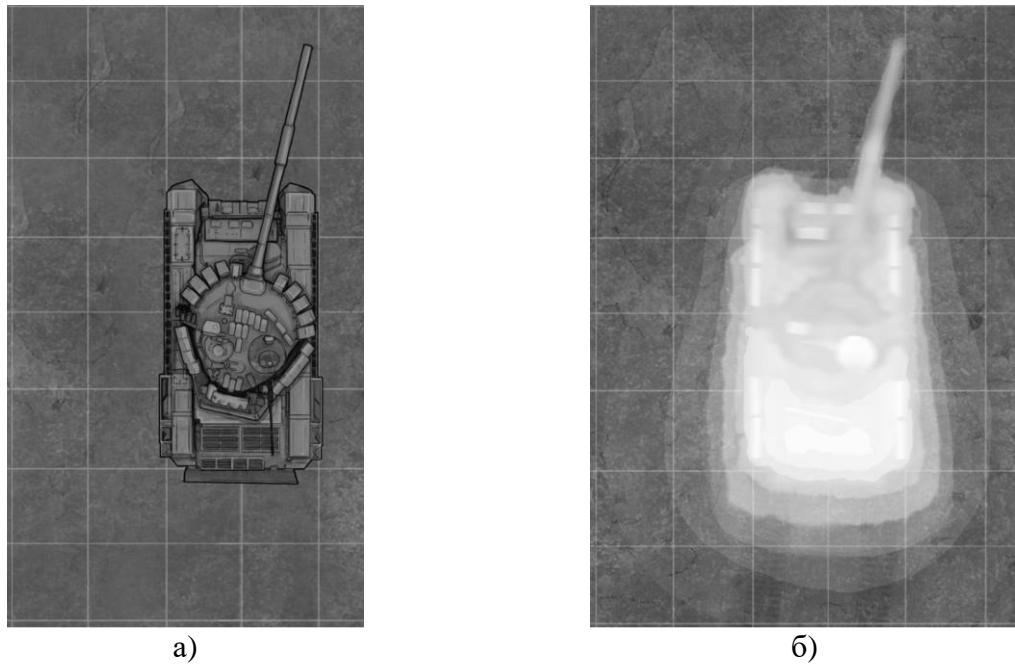


Рис. 4. Пример функционирования программы

На рисунке 4а представлено изображения лоцируемого объекта в видимом диапазоне длин волн, 5б вибрационный портрет, как результат работы программы, реализующей представленный алгоритм [6].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом разработан алгоритм работы лазерной локационной станции гомодинного типа, позволяющий производить селекцию неподвижных вибрирующих объектов на фоне подстилающей земной поверхности и формировать на устройстве индикации высококонтрастное изображения лоцируемой цели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лазеры в авиации / Под ред. В.М. Сидорина. – М. - Воениздат, 1982. - 160 с.
2. Основы импульсной лазерной локации: Учеб. Пособие для вузов / В.И. Козинцев, М.Л. Белов, В.М. Орлов и др.; под ред. В.Н. Рождествина. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 512 с.
3. Лазерная локация / И.Н. Матвеев, В.В. Протопопов, И.Н. Троицкий, Н.Д. Устинов; Под ред. чл.-кор. АН СССР Н.Д. Устинова. М.: Машиностроение, 1984. 272 с. ил.
4. Малашин М. С., Каминский Р. П., Борисов Ю. Б. Основы проектирования лазерных локационных систем // Учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов. М. – Высшая школа, 1983. – 207 с.
5. Оптико-электронные системы авиационного вооружения: учебник для слушателей и курсантов ВВУЗов BBC / А.М. Краснов, Г.А. Донгаев, И.И. Маслов, Е.М. Пермяков, В.Г. Рычков, В.А. Конкурин. Под ред. А.М. Краснова. – М.: изд. ВВИА им. Проф. Н.Е. Жуковского, 2007. – 1272 с.
6. Свид. № 2022680198 Российской Федерации. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Программа формирования вибрационного портрета / Д.А. Дрынкин; заявитель и правообладатель Дрынкин Дмитрий

Анатольевич (RU). – №2022669499; заявл. 24.10.22; опубл. 28.10.22, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.

REFERENCES

1. Lasers in aviation / Edited by V.M.Sidorin. – M. - Voenizdat, 1982. - 160 p.
2. Fundamentals of pulsed laser location: Textbook. Handbook for universities / V.I. Kozintsev, M.L. Belov, V.M. Orlov, etc.; edited by V.N. Rozhdestvina. – M.: Publishing House of Bauman Moscow State Technical University, 2006. – 512 p.
3. Laser location / I.N. Matveev, V.V. Protopopov, I.N. Troitsky, N.D. Ustinov; Edited by chl.-cor. Academy of Sciences of the USSR N.D. Ustinova. M.: Mechanical Engineering, 1984. 272 p. il.
4. Malashin M. S., Kaminsky R. P., Borisov Yu. B. Fundamentals of designing laser location systems // Textbook for radio engineering specialties of universities. M. – Higher School, 1983. – 207 p.
5. Optoelectronic systems of aviation weapons: a textbook for students and cadets of the Air Force Colleges / A.M. Krasnov, G.A. Dongaev, I.I. Maslov, E.M. Permyakov, V.G. Rychkov, V.A. Konkurin. Edited by A.M. Krasnov. – M.: ed. VVIA im. Prof. N.E. Zhukovsky, 2007. – 1272 p.
6. Svid. No. 2022680198 Russian Federation. Certificate of official registration of the computer program. Vibration portrait formation program / D.A. Drynkin; applicant and copyright holder Drynkin Dmitry Anatolyevich (RU). – No.2022669499; application 24.10.22; publ. 28.10.22, Register of computer programs. – 1 p.

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНОЙ СКОРОСТИ УДЛИНЕННОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков

Филиал военной академии ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого (ФВА РВСН), Серпухов, Россия

Аннотация. С целью повышения информативности проводимых измерений, получения наиболее точной информации о передвижении объекта, разработан алгоритм измерения полной скорости удлиненного летательного аппарата. На основе полученных с помощью радиолокационной станции данных, осуществляется расчет полной скорость объекта наблюдения.

Ключевые слова: радиолокационные измерения; радиальная составляющая скорости; полная скорость движения объекта; доплеровский сдвиг частоты; диаграмма направленности антенны.

AN ALGORITHM FOR MEASURING THE FULL SPEED OF AN ELONGATED AIRCRAFT

A. A. Karpushkin, I. O. Presniakov

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

Abstract. In order to increase the information content of the measurements, to obtain the most accurate information about the movement of the object, an algorithm for measuring the full speed of an elongated aircraft has been developed. Based on the data obtained using the radar station, the full speed of the object of observation is calculated.

Keywords: radar measurements; radial velocity component; total velocity of the object; Doppler frequency shift; antenna pattern.

1. ВВЕДЕНИЕ

Без радиолокационных измерений, в настоящий момент, не обходится ни один аэропорт, полигон или космодром. Вместе с тем, один из основных способов измерения скорости объекта наблюдения (ОН), а именно – доплеровское измерение скорости, дает возможность определить лишь одну из составляющих полной скорости движения объекта v – радиальную v_r . На рисунке 1 представлены составляющие полной скорости движения объекта – тангенциальная v_t и радиальная v_r .

Целью статьи является определение полной скорости движения объекта наблюдения при минимальных затратах временных и расчетных ресурсов, на основе уже имеющейся элементной базы.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ, ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ, НЕОБХОДИМЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА

Основываясь на цели статьи сформулируем задачу: на основе измеренных с помощью радиолокационной станции (РЛС) данных разработать алгоритм, дающий возможность расчета полной скорости движения объекта, не прибегая к техническим изменениям самой станции.

Для решения поставленной задачи, стоит ввести допущение - наблюдение ведется за известными объектами и всегда существует возможность идентификации наблюдаемого летательного аппарата. Данное допущение позволяет при распознавании

наблюдаемого образца, точно определять его длину, зная тактико-технические характеристики всех известных образцов, что потребуется нам для дальнейших расчетов.

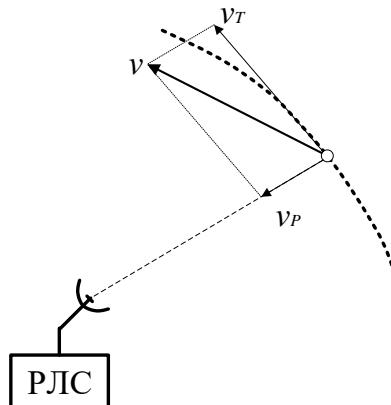


Рис. 1. Составляющие полной скорости движения объекта при проведении радиолокационных измерений.

Также стоит выделить, что применяется РЛС патрульного типа, сопровождение объекта не ведется, происходит вращение антенны с узкой диаграммой направленности (ДН) по углу азимута и широкой по углу места.

С РЛС ведется определение наклонной дальности до объекта и доплеровского сдвига частоты F_d .

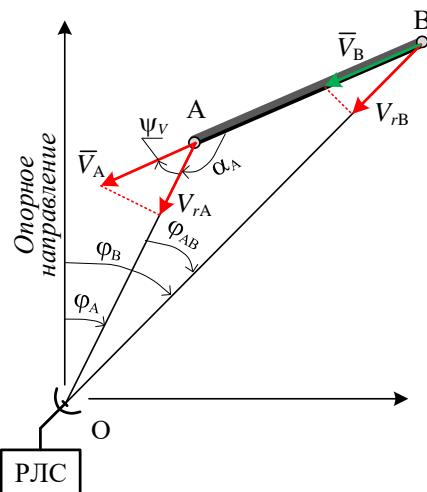


Рис. 2. Геометрическое представление задачи определения полной скорости движения ОН.

На рисунке 2 представлена геометрическая интерпретация решаемой задачи. Точки А и В представляют собой моменты фиксации начала и конца наблюдения за объектом соответственно. Углы ϕ_A и ϕ_B соответствуют отклонению антенны РЛС от опорного направления в моменты фиксации начала и конца наблюдения. V_A и V_{rA} , V_B и V_{rB} – полные скорости и их радиальные составляющие в моменты фиксации начала и конца наблюдения соответственно. ψ_v - угол между полной скоростью и ее радиальной составляющей.

3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА РАСЧЕТА ПОЛНОЙ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НАБЛЮДЕНИЯ

Для решения задачи требуется найти угол ψ_v , косинус которого устанавливает зависимость между полной скорость и ее радиальной составляющей.

На основании теоремы косинусов, находится угол α_A для этого изначально найдем:

$$q \sin \alpha_A = \frac{D_B^*}{l_{AB}} \sin \varphi_{AB} \quad (1)$$

Где D_B^* - расстояние до цели, полученное в момент времени окончания наблюдения; l_{AB} - длина объекта.

Из формулы (1) не составляется труда выразить угол α_A :

$$\alpha_A = \arcsin\left(\frac{D_B^*}{l_{AB}} \sin \varphi_{AB}\right) \quad (2)$$

Необходимый угол ψ_v является смежным с α_A , тогда:

$$\psi_v = \pi - \alpha_A = \pi - \arcsin\left(\frac{D_B^*}{l_{AB}} \sin \varphi_{AB}\right) \quad (3)$$

На основе полученного угла устанавливается связь между полной скоростью и ее радиальной составляющей:

$$V_A = \frac{V_{rA}}{\cos(\psi_A)} \quad (4)$$

Радиальная скорость рассчитывается по формуле:

$$V_{rA} = \frac{\lambda F_d}{2} \quad (5)$$

Где λ - длина волны;

F_d - частота доплеровского сдвига, характеризующая радиальную скорость объекта.

Подставляя (3) и (5) в (4) получим:

$$V_A = \frac{\lambda F_d}{2 \cos(\pi - \arcsin(\frac{D_B^*}{l_{AB}} \sin \varphi_{AB}))} \quad (6)$$

Алгоритм расчёта представлен на рисунке 3.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данный алгоритм дает возможность оперативного управления летательными аппаратами в ходе проведения испытаний, а также регулирования полета пилотируемых летательных объектов. Он обладает рядом преимуществ по сравнению с уже используемыми системами, а именно:

- простота реализации, ведь для его функционирования требуется лишь знание основных ТТХ объектов наблюдения;
- возможность нетрудоемкого внедрения, так как все данные получаются на основе уже имеющейся элементной базы, установленной на современных РЛС;
- повышение эффективности наблюдения за исследуемыми объектами;
- высокая скорость обработки и получения информации;

Точность определения полной скорости объекта наблюдения будет зависеть от точности определения дальности и радиальной скорости РЛС, т.е. алгоритм не несет в себе никаких методических погрешностей. Надежность его работы будет полностью

зависеть от надежности системы, при этом эффективность работы самой станции значительно увеличится, за счет повышения информативности получаемых данных.

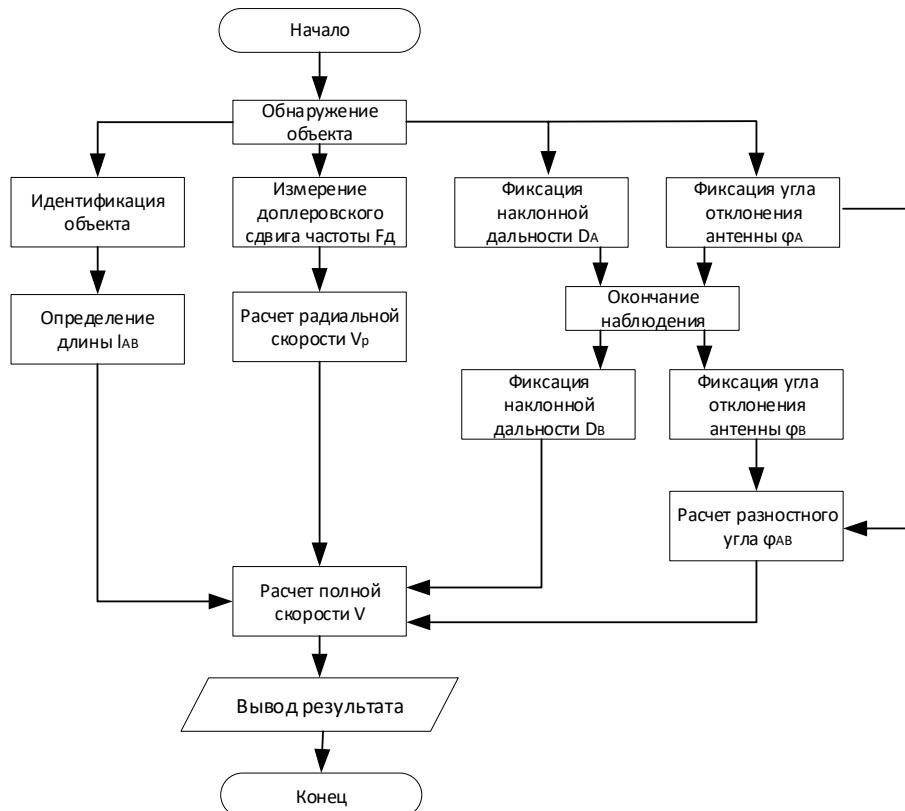


Рис. 3. Алгоритм расчета полной скорости движения протяженного летательного аппарата.

ЛИТЕРАТУРА

1. Марюхненко В.С., Васильченко А.А. Радиолокационные системы. В трех частях. Серпухов ФВА РВСН им. Петра Великого, 2019, 2020, 2021 г.
2. Дудник П.И. Авиационные радиолокационные комплексы и системы. Учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС. П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский, А.Р. Ильчук, А.А. Герасимов. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006 – 1112 с.
3. М. И. Финкельштейн. Основы радиолокации, Учебник для вузов. Издание 2-е. – М.: Радио и связь, 1983.- 536 с.

REFERENCES

1. Maryukhnenko V.S., Vasilchenko A.A. Radar systems. In three parts. Serpukhov FVA RVSN im. Peter the Great, 2019, 2020, 2021
2. Dudnik P.I. Aviation radar complexes and systems. Textbook for students and cadets of universities of the Air Force. P.I. Dudnik, G.S. Kondratenkov, B.G. Tatarsky, A.R. Ilchuk, A.A. Gerasimov. – M.: Publishing House of the Air Force named after prof. N.E. Zhukovsky, 2006 – 1112 p.
3. M. I. Finkelstein. Fundamentals of radar, Textbook for universities. Edition 2-E. – M.: Radio and Communications, 1983.- 536 p.

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ ИРИ В МП РЛС НА ОСНОВЕ РФК С ГРУППИРОВАНИЕМ ИЗМЕРЕНИЙ

А.Е. Афиногенов¹, С.С. Ерочкина¹, А.Е. Сныткин¹, А.А. Дорофеев¹, А.А. Чугунов¹

¹ФГБОУ ВО «НИУ МЭИ», Москва, Россия

Аннотация. В работе представлен алгоритм оценки параметров траекторий источников радиоизлучения для многопозиционных пассивных радиолокационных комплексов. Алгоритм основан на интервальном накоплении наблюдений и поиска решения расширенным фильтром Калмана при допущении, что траекторию летательных аппаратов самолётного типа можно разбить на временные отрезки и описать их в виде детерминированных функций. Особенностью алгоритма является накопление наблюдений для уточнения и корректировки решения. Работоспособность и качество работы алгоритма предложенного алгоритма были проверены с помощью компьютерного моделирования.

Ключевые слова: радиолокация, пассивная радиолокация, многопозиционная радиолокация, разностно-дальномерный метод, интервальное накопление

ALGORITHM FOR DETERMINING SOURCE POSITION IN PASSIVE RADAR SYSTEMS BASED ON EKF WITH MEASUREMENT GROUPING

А.Е. Afinogenov¹, S.S. Erochkina¹, A.E. Snytkin¹, A.A. Dorofeev¹, A.A. Chugunov¹

¹NRU MPEI, Moscow, Russia

Abstract. The paper presents an algorithm for estimating the parameters of the trajectories of radio emission sources for multi-position passive radar systems. The algorithm is based on the interval accumulation of observations and the search for a solution by the extended Kalman filter under the assumption that the trajectory of aircraft-type aircraft can be divided into time intervals and described as deterministic functions. A feature of the algorithm is the accumulation of observations to refine and correct the solution. The performance and quality of the algorithm of the proposed algorithm were tested using computer simulation.

Keywords: radiolocation, passive location, multilocation systems, multiliterate, interval accumulation

1. ВВЕДЕНИЕ

Многопозиционные пассивные радиолокационные системы (МП РЛС) используются для мониторинга импульсных и непрерывных радиосигналов аппаратуры разного типа дислокации: воздушное, наземное или морское, а также систем «свой-чужой» и других систем радиолокационного опознавания. Основная задача МП РЛС – построение траекторий источников радиоизлучения (ИРИ). МП РЛС используются в целях радиоэлектронной борьбы, ПВО и системах предупреждения воздушной угрозы.

Особенностью рассматриваемых систем является отсутствие излучения зондирующего сигнала, что обеспечивает скрытность работы. Недостатком МП РЛС является зависимость работы от режима излучения ИРИ. Возможность определения координат и построения траекторий ИРИ обеспечивается за счет совместной обработки принятых радиосигналов ИРИ в разнесенных приемных пунктах (ПП) с известными координатами. МП РЛС реализуют разностно-дальномерный способ определения координат [4-10]. Другой особенностью работы МП РЛС является наличие в

наблюдениях неполных отметок, возникающих, когда прием радиосигнала ИРИ произошел не на всех ПП. Для подходов, основанных на вторичном траекторном сглаживании одномоментных оценок координат, наличие неполных отметок приводит к утрате части информации, содержащейся в наблюдениях [1].

В радиолокации принято выделять этапы первичной и вторичной обработки радиолокационной информации [2]. Применительно к МП РЛС данное разделение имеет свою специфику, отличающую его от традиционно принятого.

Первичная обработка в МП РЛС решает задачи обнаружения, приема, оценки параметров радиоимпульсов ИРИ. При этом, прием радиосигналов ИРИ на синхронизированные во времени ПП осуществляется независимо. Также к первичной обработке в МП РЛС относят процедуру объединения принятых на разных ПП импульсов в отметки в центре обработки. *Отметкой* применительно к МП РЛС называют совокупность принятых на разные ПП импульсов, соответствующих одному излученному радиоимпульсу ИРИ.

Вторичная обработка в МП РЛС решает задачи объединения отметок по критерию принадлежности к конкретным ИРИ и траекторной фильтрации – определение параметров траекторий (координат, вектора скорости и вектора ускорений). В качестве алгоритмов фильтрации используются альфа, альфа-бетта, альфа-бетта-гамма фильтры, фильтры Калмановского типа (линейные, нелинейные) [1-3].

С точки зрения задачи радиолокации параметры траекторий являются случайными процессами и при синтезе алгоритмов траекторной фильтрации полагаются многомерными марковскими процессами. Однако для ИРИ самолетного типа, для которых большую часть времени характерно прямолинейное равномерное движение, справедливо утверждение о том, что на коротких временных интервалах траектория может быть описана детерминированной функцией.

Традиционно применяемые в радиолокации алгоритмы траекторной фильтрации основаны на обновлении вектора состояния ИРИ при поступлении каждого нового наблюдения (отметки). В активных РЛС темп поступления отметок определяется темпом излучения зондирующих сигналов и является постоянным. В МП РЛС темп поступления отметок принципиально не постоянный, поскольку определяется режимом излучения бортового оборудования ИРИ.

Таким, образом в МП РЛС целесообразно применять алгоритмы траекторной фильтрации, для которых обновление вектора состояния осуществляется не для каждого поступившего нового наблюдения, а с заранее выбранным периодом и не для одного наблюдения, а по совокупности наблюдений, попавших в заданный интервал.

Цель работы – разработка и исследование алгоритма определения параметров траекторий ИРИ в МП РЛС на основе расширенного фильтра Калмана (РФК) с группированием наблюдений и с учётом допущения о детерминированном характере движения ИРИ на фиксированном отрезке интервала наблюдения. Оценка вектора состояния осуществляется по совокупности отметок на интервале наблюдения.

Алгоритм расширенного фильтра Калмана использует дрейфующую модель информативного процесса. Последовательность отметок, прошедших траекторное отождествление, возможно разделить на интервалы накопления, в рамках которых можно полагать, что траектории ИРИ описывается детерминированной функцией. В РФК без группирования измерений оценка вектора состояния производится при каждом поступлении нового наблюдения. Темп поступления отметок случаен и в МП РЛС является непредсказуемым. Скорость в фильтре оценивается косвенно, как производная координат. Как было показано в [4-5] из-за высокого геометрического фактора в МП РЛС оценка координат имеет высокую погрешность, что аналогичным образом сказывается на оценке скоростей. Традиционно в РЛС темп обновления координат сопровождаемых

трасс составляет 1-10 секунд. В связи с этим темп обновления (нового расчета) вектора состояния в фильтре, можно делать в более редкой шкале.

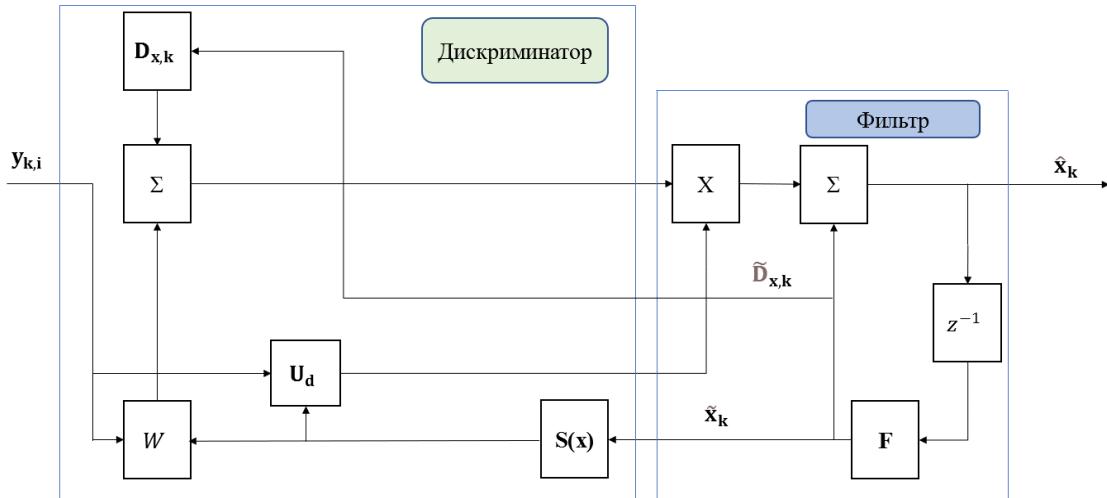


Рис. 1. Упрощенная структурная схема алгоритма РФК с группированием наблюдений

В связи с этим, в данной работе рассматривается алгоритм расширенного фильтра Калмана с группированием измерений с осуществлением перехода к интервальному накоплению. Алгоритм такого фильтра эквивалентно можно расценивать как последовательно соединённый дискриминатор и фильтр, отвечающий за сглаживание траектории(рис.1)

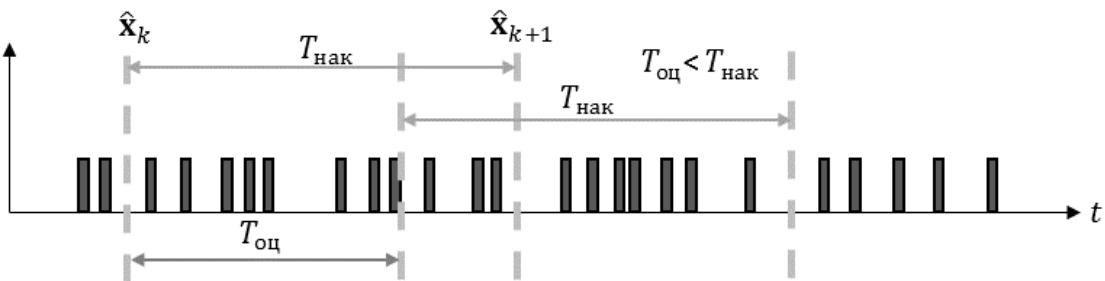


Рис. 2. Визуализация интервала оценки и накопления

Дискриминатор осуществляет накопление отметок и показывает рассогласование экстраполяции и наблюдений на заданном интервале накопления $T_{\text{нак}}$, шаг фильтра Калмана определяется временем оценки $T_{\text{оцен}}$. На рисунке 2 представлен случай, где время оценивания меньше времени накопления, что приводит к полному включению наблюдений в учёт при формировании фильтром результатов.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим постановку задачи оптимальной нелинейной фильтрации векторных информативных процессов в дискретном времени с группировкой измерений. Известны координаты 4 приёмных пунктов, синхронизированных по времени, в ТЦСК $x_j^{\text{ПП}} = \{x_j^{\text{ПП}} \ y_j^{\text{ПП}} \ z_j^{\text{ПП}}\}^T$, где $j = 1 \dots 4$ – номер ПП. Все процессы описываются в ШВС, формируемой синхронизированными во времени ПП. Вектор состояния включает в себя трёхмерные координаты, скорости и ускорения:

$$\mathbf{x} = (x \ V_x \ a_x \ y \ V_y \ a_y \ z \ V_z \ a_z)^T \quad (1)$$

Модель наблюдений записывается в виде:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{S}_i(\mathbf{x}_i) + \mathbf{n}_i \quad (2)$$

где $\mathbf{S}_i(\mathbf{x}_i)$ – известная нелинейная сигнальная функция, \mathbf{n}_i – векторный ДБГШ наблюдения и матрицей дисперсий: $\mathbf{D}\mathbf{n} = \mathbf{I} \cdot \sigma_n^2$

В результате приёма радиоизлучения всеми ПП образуется 4 псевдодальности:

$$\boldsymbol{\theta}_{i,j} = \frac{1}{c} \sqrt{(x - x_j^{\text{ПП}})^2 + (y - y_j^{\text{ПП}})^2 + (z - z_j^{\text{ПП}})^2 + \tau_{\text{изл}}} \quad (3)$$

Модель основана на допущении о том, что длительность частотно-пространственного строба $T_{\text{строб}}$ настолько мала, что изменение вектора состояния на данном интервале времени несущественно

Стоит отметить, что $\tau_{\text{изл}}$ определить не представляется возможным, однако использование разностно-дальномерного метода позволяет исключить его из системы уравнений путём вычитания одного из остальных в явном виде. В неявном виде сохраняется зависимость координат от времени излучения, но учитывая крайне малую длительность строба можно сделать допущение о том, что $\tau_{\text{изл}} = t_i$, где t_i соответствует i -ой отметке, полученной в процессе частотно-пространственного сканирования. Таким образом формируются косвенные наблюдения – разности времён прихода или разности дальностей. В случае 4 ПП и 4 значений времен приёма составляются три линейно независимые разности дальностей. Для реализации разности требуется составить матрицу косвенных наблюдений, отображающую правило формирования разностей дальностей:

$$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_i = \mathbf{H}\boldsymbol{\theta}_i. \quad (4)$$

Матрица формирования разностей дальностей, для случая, когда вычисление происходит относительно четвёртого ПП:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Фильтруемый процесс, описывается уравнением

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F} \cdot \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G} \cdot \boldsymbol{\xi}_{k-1}, \quad (6)$$

где \mathbf{F} , \mathbf{G} – известные векторные нелинейные функции

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T_k & \frac{T_k^2}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & T_k & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & T_k & \frac{T_k^2}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T_k & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T_k & \frac{T_k^2}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T_k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ T_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_k & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_k \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $\boldsymbol{\xi}_{k-1}$ – векторный формирующий ДБГШ с матрицей дисперсий \mathbf{D}_{ξ} с размерностью $\text{м}/\text{с}^3$, $T_k = t_k - t_{k-1}$ – темп работы алгоритма и время оценки.

В работе алгоритма реализуются редкая шкала времени с темпом $T_{\text{оц}}$ и частая шкала времени внутри интервала накопления $T_{\text{нак}}$.

Расчёт вектора состояния отметки попавшую в интервал накопления производится следующим образом:

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{F}(\tilde{\mathbf{x}}_k, T_i), \quad (8)$$

где $T_i = t_i - t_k$.

Запись расширенного фильтра Калмана с группированием наблюдений:

Экстраполированная оценка:

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F} \cdot \hat{\mathbf{x}}_{k-1}; \quad (9)$$

Дисперсия ошибки экстраполированной оценки $\tilde{\mathbf{x}}_k$:

$$\tilde{\mathbf{D}}_{x,k} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{D}_{x,k-1} \cdot \mathbf{F}^T + \mathbf{G} \cdot \mathbf{D}_\xi \cdot \mathbf{G}^T; \quad (10)$$

Эквивалентная матрица весов наблюдений:

$$\mathbf{W}_k = \sum_{i=1}^N \left(\frac{dS_{i,j}}{dx} \right)^T \cdot \mathbf{H}^T \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{D}_n \cdot \mathbf{H}^T)^{-1} \cdot \mathbf{H} \cdot \frac{dS_{i,j}}{dx}; \quad (11)$$

Дискриминатор, реализующий накопление отметок и оценивающий рассогласование наблюдений и экстраполяции:

$$\mathbf{U}_{d,k} = \sum_{i=1}^N \frac{dS_{i,j}}{dx}^T \cdot \mathbf{H}^T \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{D}_n \cdot \mathbf{H}^T)^{-1} \cdot (\mathbf{H} \cdot \boldsymbol{\theta}_i - \mathbf{H} \cdot \mathbf{S}_{i,j}). \quad (12)$$

При расчёте дискриминатора и эквивалентной матрицы весов наблюдений применяются отметки попавшие в интервал накопления, таким образом происходит уточнение решения на дискретных отсчётах времени, определяющихся темпом формирования решения $T_{\text{оц}}$.

Дисперсия ошибки оценки $\hat{\mathbf{x}}_k$:

$$\mathbf{D}_{x,k} = (\tilde{\mathbf{D}}_{x,k})^{-1} + \mathbf{W}_k; \quad (13)$$

Шаг оценки:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{D}_{x,k} \cdot \mathbf{U}_{d,k}. \quad (14)$$

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Алгоритм РФК с группированием измерений будет сравниваться с РФК без группирования измерений. Мерой оценки качества работы алгоритма будет выступать мгновенная ошибка координат и средняя квадратичная погрешность DRMS. Физический смысл DRMS это радиус круга, за пределы которого мгновенная погрешность не выходит с вероятностью 68.3%. В данной работе определяется как квадрат из суммы дисперсий фильтра, а не СКО оценок координат, то есть $DRMS = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}$, в этой работе будет использована характеристика 2DRMS, по аналогии это радиус круга за пределы которого мгновенная погрешность не выходит с вероятностью 95% - $2DRMS = 2\sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}$.

Таблица 1. Параметры моделирования

Тип траектории	Интервал смоделированной траектории, секунд	Интервал накопления, секунд	Время оценивания, секунд
Линейная	600	60	5

Результаты моделирования:

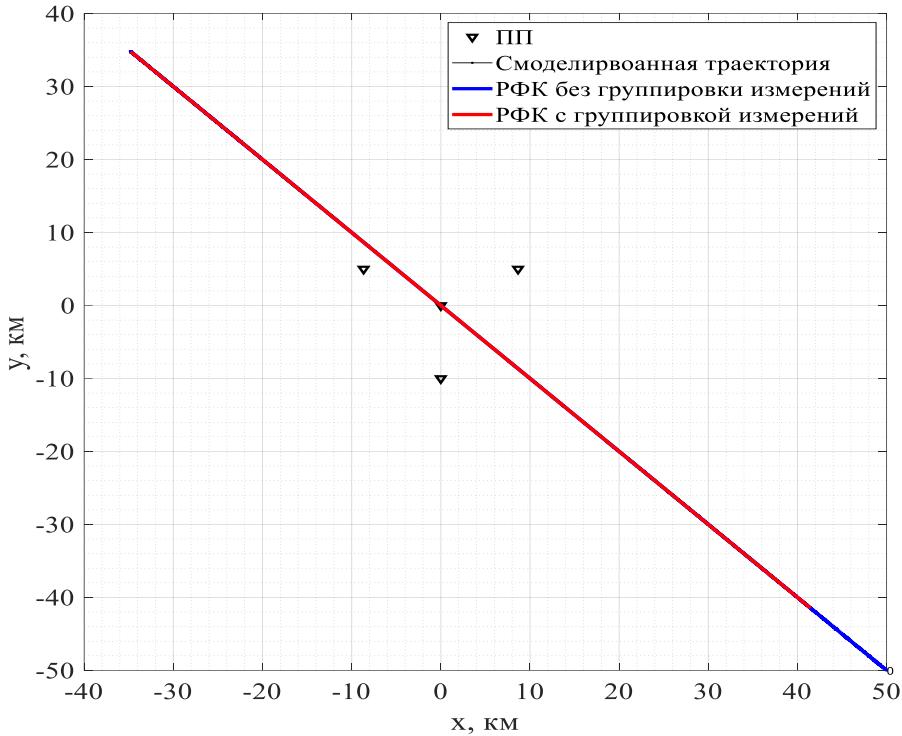


Рис. 3. Моделирование линейной траектории

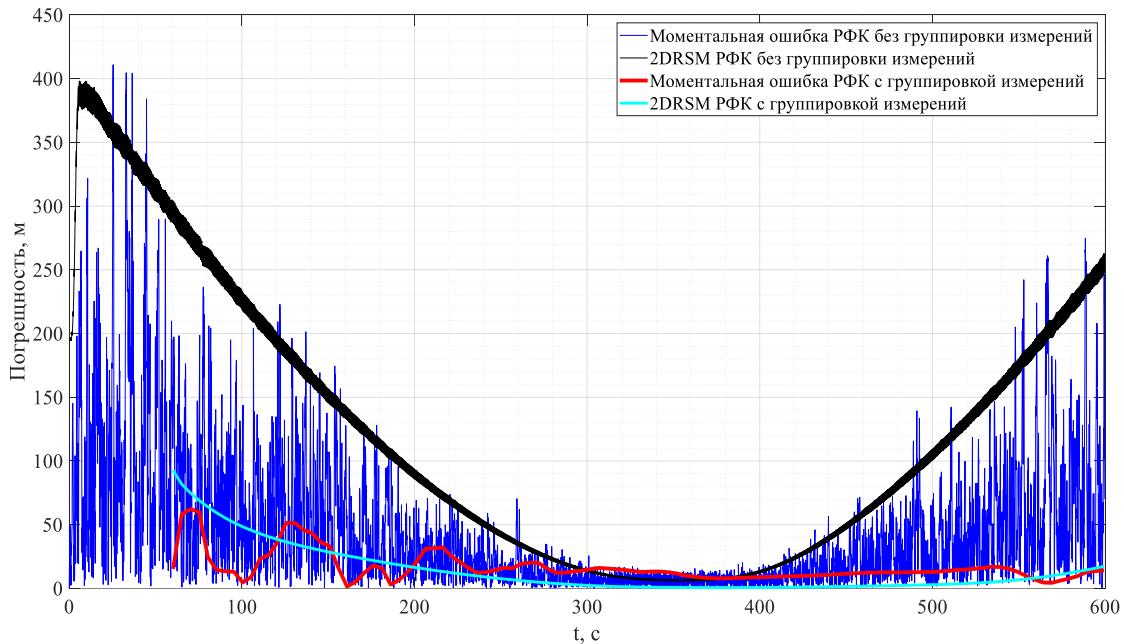


Рис. 4. Оценка моментальной ошибки расчёта координат алгоритмами

Рассмотрим влияние времени накопления на 2DRMS.

Как видно из рисунка 3-4 РФК с группировкой измерений формирует решение с задержкой, обусловленной первичным накоплением наблюдений на начальном интервале траекторий, на котором малое количество информации значительно увеличивает моментальную ошибку. Задержка численно равна интервалу накопления. Без ближайшего рассмотрения траектории РФК без группировки и с группировкой

измерений идентичны. Рассмотрим работу алгоритмов в рамках меры качества, обозначенной в начале раздела моделирования:

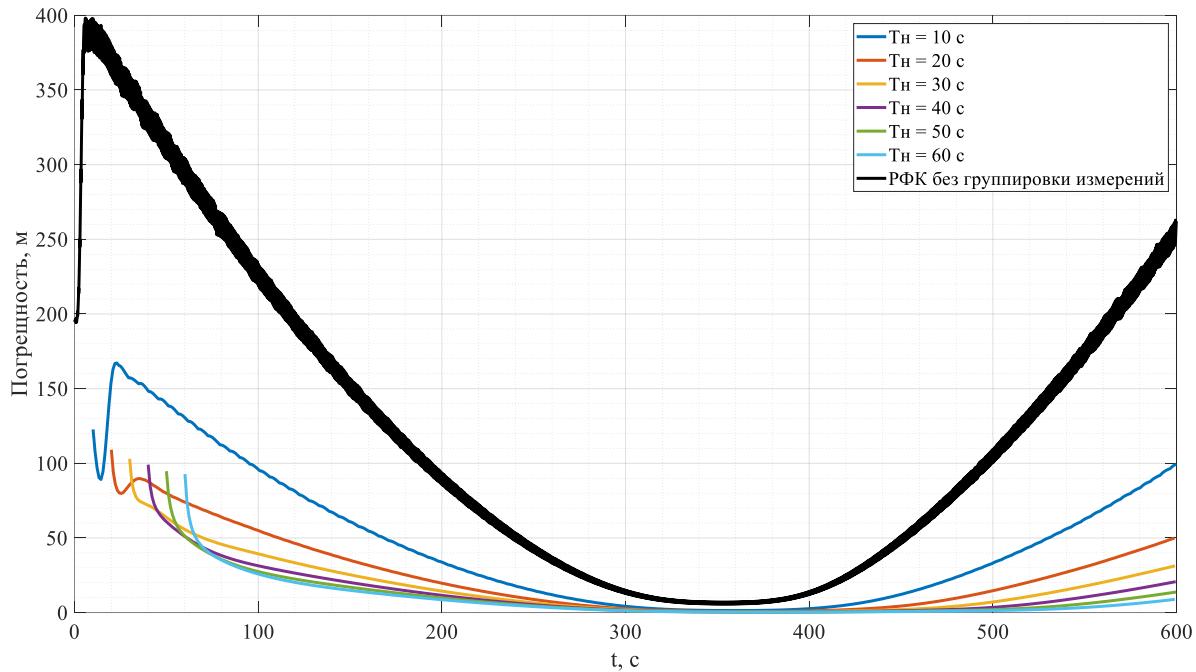


Рис. 5. Зависимость меры оценки качества работы алгоритма от длительности интервала накопления

Рассмотрим нелинейный тип траектории.

Таблица 2. Параметры моделирования

Тип траектории	Интервал смоделированной траектории, секунд	Интервал накопления, с	Время оценивания, с
Нелинейная	1900	10	1

Для нелинейного типа траекторий большой интервал накопления негативно сказывается на эффективности работы фильтра, поэтому уменьшение времени накопления ведёт к улучшению результатов. Время оценки, являющееся темпом работы фильтра также необходимо уменьшить, увеличив тем самым скорость формирования результатов, так как при наличии манёвров алгоритму необходимо активней производить корректировку и оценку рассогласования экстраполяции и наблюдений. Помимо этого, изменчивость модели динамики, вызванной осуществлением летательных аппаратов различных манёвров, накладывает дополнительные условия на работу фильтра. Для своевременной корректировки алгоритмом решения необходимо увеличить дисперсию формирующих шумов в соответствии с величиной угловой скорости, производимого манёвра. Мерой оценки подбора выступает визуальное отображение запаздывания фильтра, относительно эталонной смоделированной траектории. На рис 6. Запаздывание не наблюдается, следовательно дисперсия подобрана верно.

Результаты моделирования:

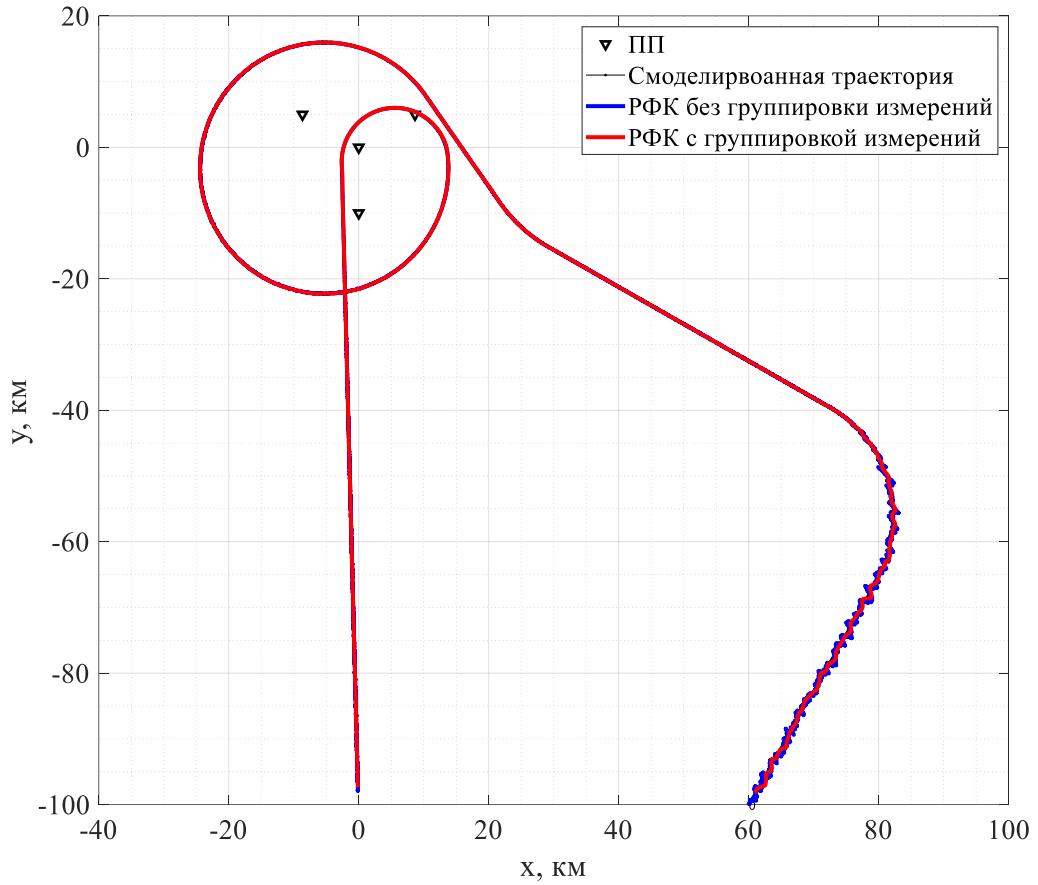


Рис. 6. Моделирование нелинейной траектории

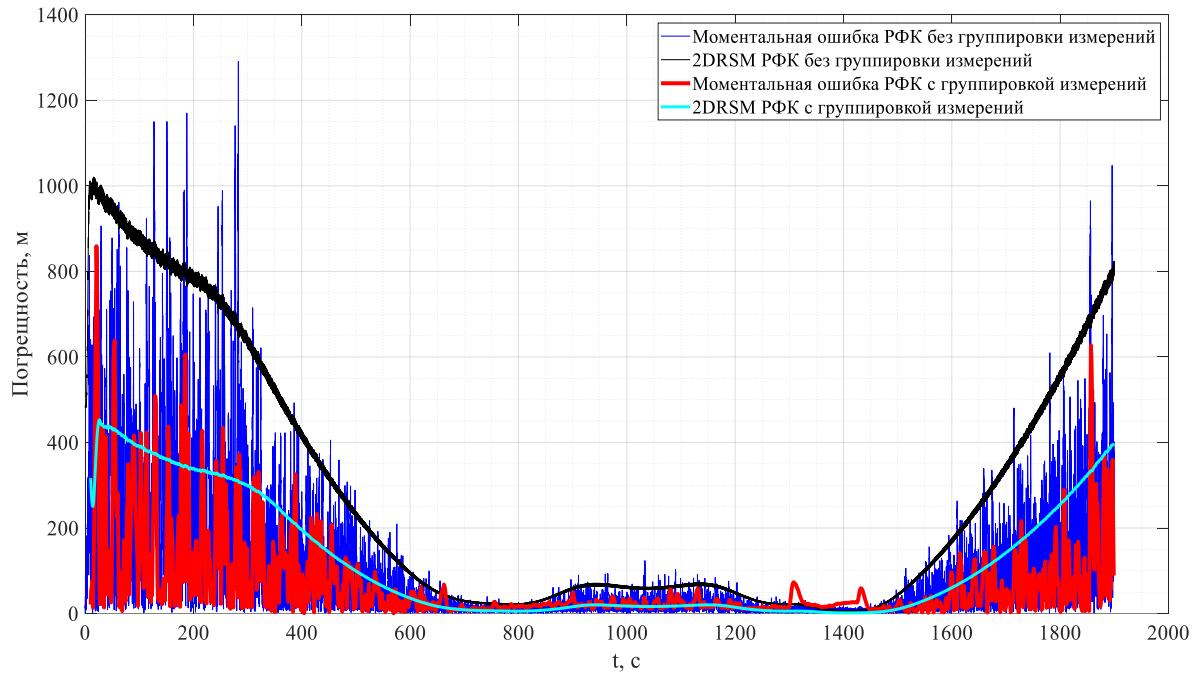


Рис. 7. Оценка моментальной ошибки расчёта координат алгоритмами

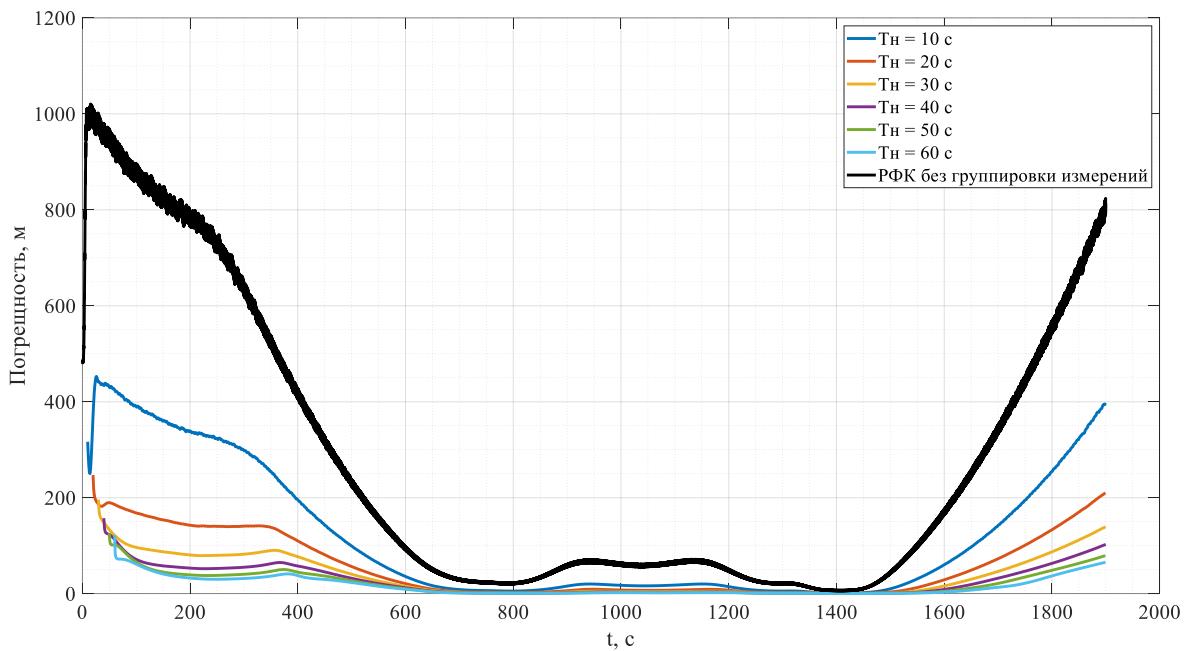


Рис. 8. Зависимость меры оценки качества работы алгоритма от длительности интервала накопления

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлен алгоритм оценки параметров траекторий ИРИ в МП РЛС с помощью расширенного фильтра Калмана. Отличительной особенностью предлагаемого метода является реализация интервального накопление наблюдений и фиксированный темп формирования решения. На основании предоставленных результатов моделирования и оценки ошибки определения моментальных координат можно заявить, что алгоритм РФК с группированием наблюдений даёт более точные результаты, чем аналогичный РФК без группированием наблюдений, помимо этого фильтр отлично справляется со сглаживанием траектории. Высокий темп поступления новых наблюдений, являющийся весомой проблемой для РФК без группированием наблюдений, для РФК с группированием наблюдений оказывает положительное влияние на уменьшение моментальной ошибки. Таким образом для линейных траекторий получается добиться уменьшения моментальной ошибки в условиях удаления от рабочей зоны ПП МП РЛС примерно в 3-8 раз. На нелинейных траекториях уменьшение моментальной ошибки составляет примерно в 2 раза.

ЛИТЕРАТУРА

1. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. — М.: Радио и связь, 1993. — 415 с.
2. Траекторная обработка: принципы, способы и алгоритмы: в 2 ч. / Я. Бар-Шалом, Х.-Р. Ли; пер. с англ. Д. Д. Дмитриева. - Москва: МГТУ им. Н. Э. Баумана, Ч. 1. - 2011. - 271 с.
3. Траекторная обработка: принципы, способы и алгоритмы : в 2 ч. / Я. Бар-Шалом, Х.-Р. Ли ; пер. с англ. Д. Д. Дмитриева. - Москва : МГТУ им. Н. Э. Баумана, Ч. 2. - 2011. - 239 с.
4. Поздняков Е. К. Исследование влияния геометрического фактора на точность определения координат многопозиционными пассивными комплексами в условиях

- избыточности / Поздняков Е. К., Ткаченко В. Н., Коротков В. В. // Вісник НТУУ «КПІ». Приладобудування: збірник наукових праць. – 2013. – Вип. 46. – С. 14–22. – Бібліогр.: 6.
5. Алексеев Д.А., Белецкая С.Ю., & Токарев А.Б. (2015). Адресная обработка данных в разностно-дальномерных системах при определении координат воздушных целей. Вестник Воронежского государственного технического университета, 11 (5), 84-88.
 6. Матвеев Б.В., Дубыкин В.П., Крюков Д.Ю., Курьян Ю.С., Саликов А.А. (2014). Измерение координат источников радиоизлучения многопозиционной пассивной разностно-дальномерной системой произвольной конфигурации. Вестник Воронежского государственного технического университета, 10 (5), 114-119.
 7. Матвеев Б.В., Дубыкин В.П., Крюков Д.Ю., Курьян Ю.С., Кирпичев Е.М. (2015). Исследование свойств разностно-дальномерной системы произвольной конфигурации с итерационным алгоритмом. Вестник Воронежского государственного технического университета, 11 (1), 111-115.
 8. Калинин, Ю.Е. Синхронизация радиоконтрольных постов разностно-дальномерной системы определения координат источников радиоизлучения / Ю.Е. Калинин, В.А. Козьмин, И.Б. Крыжко, А.В. Поляков, А.А. Саликов, А.Б. Токарев // Радиотехника. – 2014. – № 3. – С. 51–54.
 9. Дубыкин, В. П., Матвеев, Б. В., Степаненко, Р. В., & Саликов, А. А. (2012). Оценка влияния метода выбора опорной точки для итерационной процедуры определения координат источника радиоизлучений в разностно-дальномерной системе. Вестник Воронежского государственного технического университета, 8 (3), 9-12.
 10. Поздняков Е. К., Ткаченко В. Н., Коротков В. В., Увеличение точности определения координат пассивными трехпозиционными комплексами в условиях избыточности // Радиоэлектроника и информатика. 2013. №3 (62).

REFERENCES

1. Chernyak, V.S. Multiposition Radar. / V.S. Chernjak. - Moscow: Radio and Communication, 1993. - 416 c (in Russian)
2. Bar-Shalom, Yaakov Estimation and tracking: principles, techniques, and software 0-9648312-1-X
3. Bar-Shalom, Yaakov Estimation and tracking: principles, techniques, and software 0-9648312-1-X
4. E. K. Pozdnyakov, E. K. Pozdnyakov, V. N. Tkachenko, V. V. Korotkov, "Investigation of the influence of the geometric factor on the accuracy of determining coordinates by multiposition passive complexes in redundant conditions," Bulletin of NTUU "KPI". Appliances: a collection of scientific practices. - 2013. - VIP. 46. – P. 14–22. – Bibliography: 6. (in Russian)
5. Alekseev D.A., Beletskaya S.Yu., & Tokarev A.B. (2015). Addressed data processing in difference-range systems when determining the coordinates of air targets. Bulletin of the Voronezh State Technical University, 11 (5), 84-88 (in Russian)
6. Matveev B.V., Dubykin V.P., Kryukov D.Yu., Kuryan Yu.S., Salikov A.A. (2014). Measurement of the coordinates of radio emission sources by a multi-position passive differential-range-measuring system of arbitrary configuration. Bulletin of the Voronezh State Technical University, 10 (5), 114-119. (in Russian)
7. Matveev B.V., Dubykin V.P., Kryukov D.Yu., Kuryan Yu.S., Kirpichev E.M. (2015). Investigation of the properties of a difference-range-measuring system of arbitrary configuration with an iterative algorithm. Bulletin of the Voronezh State Technical University, 11 (1), 111-115 (in Russian)

8. Kalinin, Yu.E. Synchronization of radio monitoring posts of a difference-range-measuring system for determining the coordinates of radio emission sources / Yu.E. Kalinin, V.A. Kozmin, I.B. Kryzhko, A.V. Polyakov, A.A. Salikov, A.B. Tokarev // Radio engineering. - 2014. - No. 3. - P. 51–54. (in Russian)
9. Dubykin, V. P., Matveev, B. V., Stepanenko, R. V., & Salikov, A. A. (2012). Evaluation of the influence of the method of choosing a reference point for the iterative procedure for determining the coordinates of the source of radio emissions in the difference-range system. Bulletin of the Voronezh State Technical University, 8 (3), 9-12. (in Russian)
10. Pozdnyakov E. K., Tkachenko V. N., Korotkov V. V., Increasing the accuracy of determining coordinates by passive three-position complexes in redundant conditions // Radioelectronics and Informatics. 2013. No. 3 (62). (in Russian)

ВРЕМЯ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ – ОГРАНИЧЕНИЯ СВЯЗАННЫЕ С ВЛИЯНИЕМ СРЕДЫ И СИСТЕМАТИЧЕСКИМИ ОШИБКАМИ АППАРАТУРЫ

Н.В. Верденская¹, И.А. Иванова¹

¹АО РТИ, Москва, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена проблема ограничений на время когерентного накопления из-за влияния «неидеальности» аппаратуры при длительном когерентном накоплении. Показано, что при стандартной обработке сигнала, наличии малой регулярной составляющей погрешности аппаратуры и длительностях накопления более десятков секунд происходит существенный рост вероятности ложной тревоги.

Ключевые слова: последовательность импульсов, когерентное накопление, время накопления, число импульсов, эффективная поверхность рассеяния, систематическая ошибка

COHERENT ACCUMULATION TIME - LIMITATIONS ASSOCIATED WITH THE INFLUENCE OF THE ENVIRONMENT AND SYSTEMATIC ERRORS OF THE EQUIPMENT

N.V. Verdenskaya¹, I.A. Ivanova¹

¹JSC RTI, Moscow, Russia

Abstract. The paper considers the problem of restrictions on the time of coherent accumulation due to the influence of the “non-ideal” equipment during long-term coherent accumulation. It is shown that with standard signal processing, the presence of a small regular component of the equipment error and accumulation durations of more than tens of seconds, a significant increase in the false alarm probability occurs.

Keywords: pulse sequence, coherent accumulation, accumulation time, number of pulses, effective scattering surface, systematic error

1. ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития мощной радиолокации дальнего обнаружения космических объектов предполагает широкое использование технологий длительного когерентного накопления сигналов, обеспечивающих достижение необходимых значений энергетического потенциала и разрешения по координатам [1].

Как в нашей стране, так и за рубежом работы в этом направлении проводятся достаточно давно. В частности, необходимо отметить отечественные результаты по фазотраекторному накоплению сигналов, полученные на мощных радиолокационных станциях дальнего обнаружения (РЛС ДО) типа «Днепр». Из зарубежных разработок следует отметить радиолокационные комплексы «Хэйстек» (США) и «FGAN» (Германия), которые обеспечивают обнаружение и получение радиолокационных изображений КО на орbitах вплоть до геостационарных [2].

Однако, при распространении в земной атмосфере амплитуда и фаза радиолокационных сигналов искажаются из-за отличия показателя преломления атмосферы от единицы. Сигнал приобретает дополнительную групповую задержку и дополнительный фазовый сдвиг, а неоднородность распределения показателя преломления в пространстве приводит к искажению амплитуды и углов прихода сигнала на апертуру антенны. В основном, указанные эффекты наблюдаются при

прохождении сигнала через ионосферу. Амплитудные искажения радиосигналов, распространяющихся в спокойной тропосфере, как правило, малы и практически не влияют на последующую обработку. Тем не менее, искажения сигналов, возникающие при их прохождении через атмосферу, приводят к нарушению когерентности, что в свою очередь влечет за собой ограничения на время когерентного накопления. Этот вопрос достаточно хорошо исследован в литературе [5, 6]. В данной работе рассмотрен другой фактор, влияющий на возможное время когерентного накопления – систематические погрешности работы аппаратуры.

2. ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ УДАЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

В качестве примера можно рассмотреть задачу обнаружения космического объекта когерентной последовательностью импульсов. Основной особенностью обнаружения космических объектов является малое отношение сигнал/шум q^2 . Устойчивое обнаружение целей, как правило, требует реализации отношения сигнал/шум q^2 не хуже 6-13 дБ. Так, для обеспечения вероятности ложной тревоги $F=10^{-4}$ и вероятности правильного обнаружения $D=0,9$ отношение сигнал/шум должно быть примерно $q^2 \sim 14,8$ дБ.

Исходя из этого можно оценить необходимое время когерентного накопления и количество импульсов необходимое для достижения указанных значений отношения сигнал-шум для тел с различной ЭПР, находящихся на дальности от 10 до 40 тысяч километров от радиолокационной станции. Так для тел с ЭПР от 3 до 15 м², время когерентного накопления варьируется от нескольких секунд до сотен секунд, а необходимое количество импульсов от 10 до нескольких сотен. Следует отметить, что значительные интервалы когерентного накопления, превышающие 60 с, труднореализуемы из-за атмосферных ограничений.

3. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ АППАРАТУРЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ КОГЕРЕНТНОМ НАКОПЛЕНИИ

При обнаружении космических объектов необходимые интервалы когерентного накопления сигнала могут составить десятки секунд.

На таких временных интервалах достаточно сложно обеспечить высокую стабильность параметров основных узлов радиоаппаратуры, в частности, из-за нестабильности источников питающих напряжений и др. В результате, классические представления о нулевом среднем и гауссовой шумов аппаратуре могут нарушаться.

Рассмотрим вначале случай обнаружения сигналов при когерентном накоплении в предположении того, что шум аппаратуры гауссовский и имеет нулевое среднее.

4. СЛУЧАЙ ГАУССОВСКОГО ШУМА С НУЛЕВЫМ СРЕДНИМ ЗНАЧЕНИЕМ

Пусть наблюдается комплексный детерминированный сигнал $S(t)$ с неизвестной начальной фазой. Гипотезы о наличии и отсутствии сигнала могут быть записаны в виде [4]:

$$\begin{aligned} H_1: & y(t) = S(t) + \xi(t); \\ H_0: & y(t) = \xi(t). \end{aligned} \tag{1}$$

Здесь $y(t)$ – наблюдаемая реализация, $S(t)$ – детерминированный сигнал, $\xi(t)$ – белый гауссовский шум со спектральной плотностью σ (дисперсия $\xi(t)$ равна σ^2 для всех t).

При обнаружении сигнала с неизвестной случайной фазой обработка сводится к согласованной фильтрации и последующему сравнению модуля сигнала на выходе фильтра с порогом. Процедура согласованной фильтрации записывается в виде:

$$\begin{aligned} H_1 : z &= \int S^*(t)S(t)dt + \int S^*(t)\xi(t)dt; \\ H_0 : z &= \int S^*(t)\xi(t)dt. \end{aligned} \quad (2)$$

Интегрирование осуществляется в интервале наблюдения сигнала $S(t)$.

Обозначим энергию сигнала $E = \int S^*(t)S(t)dt = \int |S(t)|^2 dt$ и $\zeta = \int S^*(t)y(t)dt$ - статистику на выходе согласованного фильтра. Порог определяется из соотношения $h = \sigma\sqrt{E}\sqrt{2\ln\frac{1}{\alpha}}$, где α - заданная вероятность ложной тревоги. Правило обнаружения примет вид:

$$\delta(h) = \begin{cases} H_1 : |z| > h, \\ H_0 : |z| \leq h. \end{cases} \quad (3)$$

Вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения определяются, соответственно, формулами:

$$\alpha = \exp\left(-\frac{h^2}{2\sigma\sqrt{E}}\right) \quad (4)$$

$$1 - \beta = \int_h^\infty \frac{t}{\sigma^2 E} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\left(\frac{t^2}{E} + E\right)\right) I_0\left(\frac{t}{\sigma^2}\right) dt \quad (5)$$

где $I_0(t)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода.

При обнаружении целей РЛС могут использоваться различные режимы излучения сигнала: одиночный импульс и пачечные сигналы различной длительности $\tau = m\tau_0$, $m=2, 4, 6\dots$

Пачечный сигнал $S(t)$, состоящий из пачки одиночных импульсов $S_i(t)$, $i=1,\dots,m$, можно представить в виде:

$$S(t) = \sum_{i=0}^{N-1} S_i(t) \quad (6)$$

где

$$S_i(t) = \begin{cases} S_0(t - \tau_i) & \text{при } t \in [\tau_i, \tau_i + \tau_0], \\ 0 & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (7)$$

а $S_0(t)$ – одиночный импульс длительности τ_0 .

Операция согласованной фильтрации записывается в виде:

$$z = \int S^*(t)y(t)dt = \sum_{i=0}^{N-1} \int S_i^*(t)y(t)dt. \quad (8)$$

В этом случае в качестве опорной функции согласованного фильтра рассматривается вся пачка импульсов целиком, а характеристики обнаружения зависят от энергии всей пачки.

Будем полагать, что собственно накопление осуществляется после согласованной фильтрации, а порог выставляется после накопления. В этом случае имеем нормированную сумму случайных величин, поэтому на основе центральной предельной теоремы можно утверждать, что статистика, определяемая шумом, имеет гауссовское

распределение. Это имеет место и тогда, когда в каждом отдельном наблюдении распределение величины $\int S^*(t)\xi(t)dt$ отличается от нормального.

Обозначим z_i – i -ю реализацию сигнала на выходе согласованного фильтра ($i=1, \dots, n$). Гипотезы H_0 и H_1 в этом случае будут иметь вид:

$$\begin{aligned} H_1: \rho &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_i = \int |S(t)|^2 dt + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \int S^*(t)\xi_i(t)dt; \\ H_0: \rho &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \int S^*(t)\xi_i(t)dt. \end{aligned} \quad (9)$$

Обозначим $E = \int |S(t)|^2 dt$, $\zeta_i = \int S^*(t)\xi_i(t)dt$ – результат фильтрации гауссовского шума, тогда формулу (9) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} H_1: \rho &= E + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i; \\ H_0: \rho &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i. \end{aligned} \quad (10)$$

Правило обнаружения сводится к сравнению статистики ρ с порогом h , значение которого определяется исходя из заданной вероятности ложной тревоги α :

$$\delta(h) = \begin{cases} H_1: |\rho| > h, \\ H_0: |\rho| \leq h, \end{cases} \quad (11)$$

и

$$P_0\left(\left|\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i\right| > h\right) = \alpha. \quad (12)$$

Параметры статистики $\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i$ легко рассчитать, т.к. величины ζ_i независимы (в случае, если реализации при накоплении предполагаются независимыми) и имеют гауссовское распределение:

$$E\left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i\right) = 0; \quad D\left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i\right) = \frac{\sigma^2 E}{N}. \quad (13)$$

Отсюда следует, что при справедливости гипотезы H_0 величина $|\rho|$ распределена по закону Релея и, следовательно, порог h задается формулой:

$$h = \sigma \sqrt{EN} \sqrt{2 \ln \frac{1}{\alpha}}. \quad (14)$$

Рассмотрим вместо статистики $\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i$ нормированную статистику $\frac{1}{\sigma \sqrt{EN}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i$, имеющую гауссовское распределение с параметрами $N(0, 1)$. Тогда вместо решающего правила (11) можно рассмотреть правило:

$$\delta_0(x) = \delta(h) = \begin{cases} H_1: |\rho_0| > h_0, \\ H_0: |\rho_0| \leq h_0, \end{cases} \quad (15)$$

где $\rho_0 = \frac{1}{\sigma \sqrt{EN}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i$, а $h_0 = \sqrt{2 \ln \frac{1}{\alpha}}$ – не зависит от спектральной плотности шума. Правила (15) и (11) эквивалентны и, соответственно, их характеристики – вероятность ложной тревоги и вероятность правильного обнаружения – совпадают.

Вероятность правильного обнаружения $1-\beta$ задается соотношением

$$\begin{aligned} 1-\beta &= P_1\left(\left|\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_i\right| > h\right) = P\left(\left|a + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i\right| > h\right) = \\ &= P\left(\left|\frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} E + \frac{1}{\sigma\sqrt{EN}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i\right| > h_0\right) = P\left(\left|\frac{\sqrt{NE}}{\sigma} + \frac{1}{\sigma\sqrt{EN}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i\right| > h_0\right). \end{aligned} \quad (16)$$

Величина

$$\left| \frac{\sqrt{NE}}{\sigma} + \frac{1}{\sigma\sqrt{EN}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i \right|$$

имеет обобщенное распределение Релея с параметрами (μ, γ) :

$$\mu = \frac{\sqrt{EN}}{\sigma} = q\sqrt{N}, \quad \gamma^2 = 1. \quad (17)$$

Откуда получаем

$$1-\beta = \int_{h_0}^{\infty} t \exp\left(-\frac{t^2 + \frac{N}{\sigma^2} E}{2}\right) I_0\left(\sqrt{\frac{NE}{\sigma^2}} t\right) dt, \quad (18)$$

где $I_0(t)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода.

5. СЛУЧАЙ АППАРАТУРНОГО ШУМА С НЕНУЛЕВЫМ СРЕДНИМ ЗНАЧЕНИЕМ

Гипотезы наличия и отсутствия сигнала запишем в виде:

$$\begin{aligned} H_1: \quad &y(t) = S(t) + \eta(t) + \xi(t); \\ H_0: \quad &y(t) = \eta(t) + \xi(t). \end{aligned} \quad (19)$$

«Засорение» классической модели может возникать из-за погрешностей аппаратуры или из-за наличия других мешающих факторов. Например, исследование аппаратного шума показывает, что он имеет ненулевое среднее, равное приблизительно одному разряду АЦП. «Засорение» может заключаться в появлении регулярной составляющей шума (отличное от нуля среднее), в изменении распределения шума, в том числе в появлении временной корреляции шума. Ясно, что необходимо учитывать как влияние регулярной компоненты $\eta(t)$, так и изменение вероятностных свойств шума $\xi(t)$.

При когерентном суммировании на выходе согласованного фильтра, т.е. при расчете статистики ρ_n вычисляется нормированная сумма

$$\rho_n = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_i \quad (20)$$

Это дает возможность применить центральную предельную теорему и считать величины ρ_n гауссовскими. Ситуации, когда суммы ρ_n сходятся не к гауссовскому предельному закону или сходимость по вероятности, которую обеспечивает центральная предельная теорема, недостаточна для приближенного описания величин гауссовским распределением являются достаточно редкими. Однако наличие статистической зависимости между величинами ρ_n может привести к невыполнению условий сходимости в предельной теореме.

Рассмотрим случай наличия детерминированной компоненты $\eta(t)$ –ненулевого среднего. Оценим изменение вероятности ложной тревоги и зависимость этого

изменения от таких параметров как отношение сигнал/шум и время накопления (увеличение числа n).

При наличии погрешности $\eta(t)$ в рамках модели (19) после согласованной фильтрации будем иметь:

$$\begin{aligned} H_1: z &= E + \int S^*(t)\eta(t)dt + \int S^*(t)\xi(t)dt; \\ H_0: z &= \int S^*(t)\eta(t)dt + \int S^*(t)\xi(t)dt. \end{aligned} \quad (21)$$

Обозначим $a_\eta = \int S^*(t)\eta(t)dt$ – результат согласованной фильтрации регулярной компоненты, $q_\eta^2 = \frac{|a_\eta|}{\sigma^2}$ – отношение мощности регулярной компоненты и шума.

Если, как и выше, z_i – i -я реализация на выходе согласованного фильтра, то после накопления

$$\begin{aligned} H_1: \rho &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_i = E + a_\eta + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i; \\ H_0: \rho &= a_\eta + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i. \end{aligned} \quad (22)$$

Рассмотрим изменение вероятности ложной тревоги

$$\alpha_1 = P_0 \left(\left| a_\eta + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i \right| > h \right), \quad (23)$$

или

$$P_0 \left(\frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} \left| a_\eta + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i \right| > h_0 \right) = P_0 \left(\left| \frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} a_\eta + \frac{1}{\sigma\sqrt{EN}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i \right| > h_0 \right) \quad (24)$$

Поскольку

$$\frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} a_\eta = \frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} \int S^*(t)\eta(t)dt \quad (25)$$

распределение статистики

$$\left| \frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} a_\eta + \frac{1}{\sigma\sqrt{EN}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i \right| \quad (26)$$

представляет собой распределение Релея-Райса

$$p(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ \frac{t}{\gamma^2} \exp\left(-\frac{t^2 + \mu^2}{2\gamma^2}\right) I_0\left(\frac{\mu t}{\gamma^2}\right) & \text{при } t > 0; \end{cases} \quad (27)$$

с параметрами $\mu = \frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} |a_\eta| = \frac{q_\eta^2 \sqrt{N}}{q}$ и $\gamma = 1$.

Таким образом, вероятность ложной тревоги равна

$$\alpha_1 = \int_{h_0}^{\infty} t \exp\left(-\frac{t^2 + \mu^2}{2}\right) I_0(\mu t) dt. \quad (28)$$

Вероятность правильного обнаружения равна

$$1 - \beta = P_1 \left(\frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} \left| \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_i \right| > h_0 \right) = P \left(\left| \frac{\sqrt{NE}}{\sigma} + \frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} a_\eta + \frac{1}{\sigma\sqrt{EN}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i \right| > h_0 \right) \quad (29)$$

Распределение статистики

$$\left| \frac{\sqrt{NE}}{\sigma} + \frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} a_{\eta} + \frac{1}{\sigma\sqrt{NE}} \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i \right| \quad (30)$$

описывается обобщенным законом Релея (Релея-Райса) (27) с параметрами

$$\mu = \left| \frac{\sqrt{NE}}{\sigma} + \frac{\sqrt{N}}{\sigma\sqrt{E}} a_{\eta} \right| = q\sqrt{N} \left| 1 + \frac{q^2}{q^2} \right|, \quad \gamma = 1 \quad (31)$$

6. АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ ОТ ПОГРЕШНОСТИ АППАРАТУРЫ

В данном разделе рассматривается зависимость характеристик обнаружения от погрешности аппаратуры. Характеристики обнаружения рассчитывались для цели с ЭПР $C=3,5,10,15 \text{ м}^2$ на дальности $R=20000, 40000 \text{ км}$ при зондировании пачечным сигналом из m импульсов длительности τ . Количество импульсов в пачке определялось для отношения сигнал/шум, обеспечивающего «уверенное обнаружение» цели: $F=10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}; D=0.5, 0.75, 0.9$.

В таблице 1 приведена зависимость вероятности ложной тревоги в модели (19) от погрешности аппаратуры как функции от q_{η}^2 . При этом количество импульсов при длительном когерентном накоплении рассчитывается исходя из заданных вероятностей ложной тревоги F , правильного обнаружения D , длительности одиночного импульса m и ЭПР цели C .

Таблица 1. Зависимость вероятности ложной тревоги от погрешности аппаратуры, ЭПР $C=3 \text{ м}^2$, $F=10^{-4}$, $D=0.9$

q_{η}^2	$R=20000 \text{ км}$	$R=40000 \text{ км}$
0	0,000100	0,000100
0,01	0,000104	0,003646
0,02	0,000115	0,092454
0,03	0,000134	0,523460
0,04	0,000163	0,926918
0,05	0,000205	0,997831
0,06	0,000262	0,999990
0,07	0,000339	1,000000
0,08	0,000441	1,000000
0,09	0,000577	1,000000
0,1	0,000754	1,000000

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований показано, что неслучайная (регулярная) составляющая аппаратурной ошибки существенно влияет на вероятность ложных тревог. Для количественной оценки этого влияния введена величина q_{η}^2 , характеризующая интегральный вклад регулярной составляющей на выходе согласованного фильтра по отношению к дисперсии шума.

Результаты расчетов показывают, что при обнаружении типовых объектов даже очень небольшие значения этой величины (q_{η}^2) порядка 3% приводят к вероятности ложной тревоги близкой к единице. Это достаточно убедительно показывает, что конструкторам и разработчикам при реализации режима длительного когерентного

накопления в мощных РЛС дальнего обнаружения может потребоваться принятие специальных мер по анализу погрешностей и «улучшению» параметров аппаратуры.

Проведенные исследования позволяют также говорить о том, что реализации в РЛС длительного когерентного накопления должно предшествовать подробное имитационно-математическое моделирование процессов, происходящих в аппаратуре радиолокатора в том или ином конструктивном исполнении. По результатам моделирования должны быть определены и оценены наиболее значимые аппаратурные факторы, влияющие на характеристики обнаружения удаленных объектов с последующим определением путей практической реализации режима длительного когерентного накопления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиолокационное распознавание. Под ред. Я.Д. Ширмана. Харьков: ХВУ, 1994. – 122 с.
2. Козлов Н. Н., Лучин А. А., Труфанов Е. Ю. Радиоинформационные системы. Математическое обеспечение проектирования, испытаний и функционирования. М.: Знание, 2011. – 655 с.
3. Виноградов А. Г., Горбунов М. Е., Лучин А. А., Синчура А. А. Современное состояние и перспективы развития работ по компенсации атмосферных ошибок измерений в РЛС дальнего обнаружения на основе радиопросвечивания атмосферы двухчастотными сигналами навигационных систем. М.: Труды РТИ им. академика А.Л. Минца, 2011. - С. 107-118.
4. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
5. Виноградов А.Г., Кравцов Ю.А., Фейзуллин З.И. Влияние земной атмосферы на точность радиотехнических измерений // Радиотехника, 1981 г., т. 36, № 12, с. 21–31.
6. Кравцов Ю.А., Фейзуллин З.И., Виноградов А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. — М.: Радио и связь, 1983. - 224 с.

REFERENCES

1. Radar recognition. Ed. I. Shirman. Kharkov: HVU, 1994. - 122 p.
2. Kozlov N. N., Luchin A. A., Trufanov E. Yu. Radio information systems. Mathematical support for design, testing and operation. M.: Knowledge, 2011. - 655 p.
3. Vinogradov A. G., Gorbunov M. E., Luchin A. A., Sinchura A. A. Current state and prospects for the development of work on compensation of atmospheric measurement errors in early warning radar based on radio translucence of the atmosphere by two-frequency signals of navigation systems. Moscow: Proceedings of the RTI im. Academician A.L. Mints, 2011. - pp. 107-118.
4. Sosulin Yu. G. Theoretical foundations of radar and radio navigation. M.: Radio and communication, 1992. - 304 p.
5. Vinogradov A. G., Kravtsov Yu. A., Feizulin Z. I. Influence of the Earth's atmosphere on the accuracy of radio engineering measurements // Radiotekhnika, 1981, Vol. 36, No. 12, pp. 21–31.
6. Kravtsov Yu. A., Feizulin Z. I., Vinogradov A. G. The passage of radio waves through the Earth's atmosphere. M.: Radio and communication, 1983. – 224 p.

ЗАГОРИЗОНТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В МЕТРОВОМ (УКВ) ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН

В.А. Алебастров¹, В. А. Борсоев², В.В. Борсоева³

¹Научно исследовательский институт дальней радиосвязи (НИИДАР), г. Москва, Россия

² ФГУП ГосНИИ ГА, Министерство транспорта РФ, г. Москва, Россия

³ АО «Авиакомпания «Россия», г. Москва, Россия

Аннотация. В докладе кратко изложены результаты экспериментальных работ по вопросу о возможности загоризонтной радиолокации в метровом диапазоне радиоволн.

Ключевые слова: загоризонтное обнаружение, метровый диапазон.

OVER-THE-HORIZON RADAR IN THE METER (VHF) RANGE OF RADIO WAVES

V.A. Alebastrov¹, V.A. Borsoev², V. V. Borsoeva³

¹Research institute of Long-Range Radio Communication (NIIDAR), Moscow, Russia.

² Research Institute of Civil Aviation, Ministry of Transport of the RF, Moscow Russia.

³Rossiya Airlines, Moscow Russia.

Abstract. Over-the-horizon radiolocation in the meter range of radio waves (Ultra Short Radio Waves).

Keywords: over-the-horizon detection, meter rang.

1. ВВЕДЕНИЕ

Основанием к постановке вопроса послужили результаты экспериментально-теоретических исследований по загоризонтному распространению ультракоротких радиоволн, выполненных в США, Канаде в 50-е годы прошлого столетия [1].

В конце 80-х - начале 90-х годов в СССР (НИИДАР) были проведены обширные экспериментальные работы показавшие принципиальную возможность загоризонтного обнаружения низколетящих целей в метровом диапазоне ($\lambda = 10 \div 11$ м) радиоволн.

По мнению авторов полученные результаты могут представлять не столько академический сколько практический интерес, позволяя существенно увеличить дальность обнаружения существующих и вновь создаваемых радиолокационных станций (РЛС) метрового диапазона по низколетящим целям включая аэродинамические и аэробаллистические.

2. ПРЕДЫСТОРИЯ ВОПРОСА

Было установлено устойчивое регулярное распространения радиоволн на частотах (30÷100) МГц на дальностях более 1500 км.

Это явление нашло практическое применение в реализации радиотелеграфной связи на линиях протяженностью до 2300 км в том числе на линиях, проходящих в арктических зонах.

По результатам эксплуатации линий радиотелеграфной связи было установлено, что данный вид радиосвязи обеспечивается с 95% надежностью для среднеширотных трасс и не менее 90% - для приполярных.

Теоретические исследования показали, что ответственным механизмом этого вида распространения является рассеяние радиоволн на турбулентных неоднородностях электронной концентрации нижней ионосферы ($h = 90 \div 100$ км).

Разработаны методы расчета характеристик распространения.

Примеры экспериментальных и расчетных данных по ослаблению радиоволн на наклонных трассах для различных частот и дальностях приведены на рис. 1 и рис. 2.

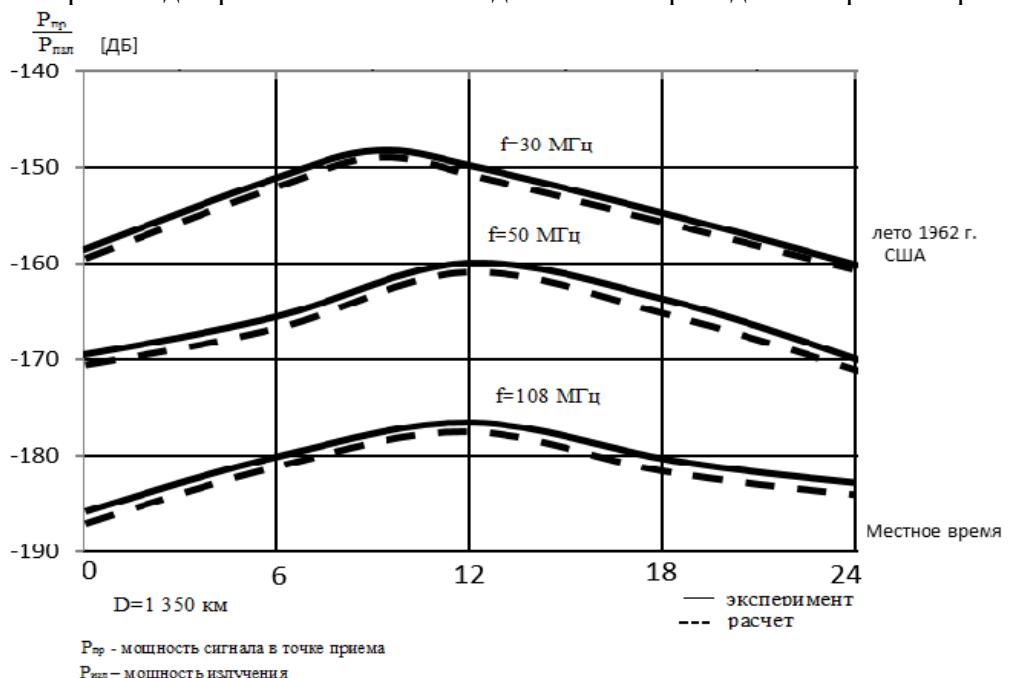


Рис. 1. Экспериментальные и расчетные данные по ослаблению радиоволн на наклонных трассах для различных частот

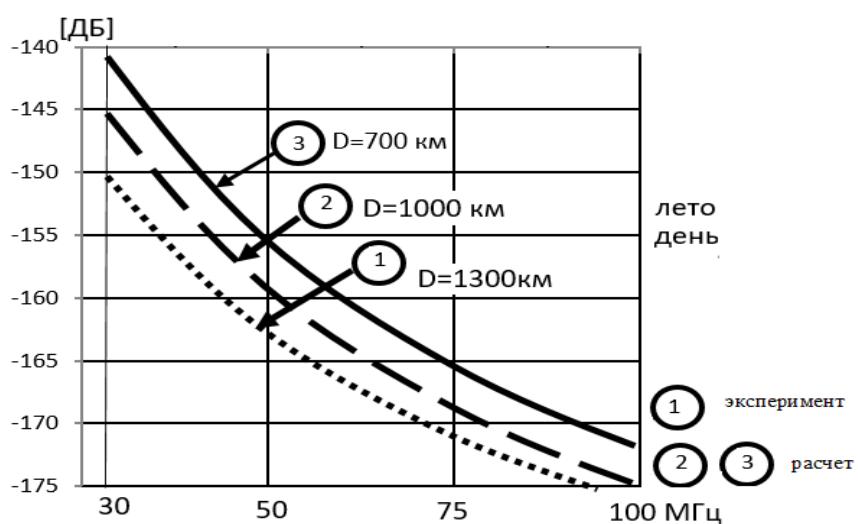


Рис. 2. Экспериментальные и расчетные данные по ослаблению радиоволн на наклонных трассах для различных дальностей

3. ЗАГОРИОНТНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ НИЗКОЛЕТЯЩЕЙ ЦЕЛИ В МЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН

В 1991г. на загоризонтной радиолокационной станции (ЗГРЛС) 5Н32 в г. (Комсомольск-на-Амуре) была проведена серия экспериментальных работ по оценке возможности загоризонтного обнаружения низколетящих целей в метровом диапазоне волн.

В качестве эталонной цели использовался специально оборудованный самолет Ан-26, совершающий полет на высоте 5 тысяч метров по маршруту

г. Комсомольск-на-Амуре – г. Петропавловск-Камчатский (схема эксперимента представлена на рис. 3). Расстояние между г. Комсомольск-на-Амуре и г. Петропавловск – Камчатским 1509 км.

Работы по обнаружению проводились на частоте $f = 28$ МГц ($\lambda = 10,7$ м) в условиях, когда эта частота на (4÷5) МГц выше максимально-применимых частот слоев ионосферы «E» и «F» для исключения отражения зондирующих сигналов от регулярных слоев.

Предельная дальность прямой видимости с учетом диаграммы направленности антенны не превышала 250 км.



Рис. 3. Маршрут полета воздушного судна на высоте $H=5000$ м в зоне работы ЗГРЛС

Всего проведено десять проводок. При всех проводках цель устойчиво сопровождалась до дальностей (600÷700) км.

Подобные эксперименты с тем же результатом были повторены на экспериментальном ЗГРЛС.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенных экспериментов явились прямым доказательством возможности загоризонтного обнаружения низковысотных аэродинамических целей в метровом диапазоне радиоволн (30 – 40 мГц).

ЛИТЕРАТУРА

1. Тептин Г.М., Стенин Ю.М. Неоднородная структура нижней ионосферы и распространение радиоволн. Издательство Казанского университета, 1989 г.
2. Алебастров В.А., Борсоев В.А., Шустов Э.И. Развитие отечественной загоризонтной радиолокации. Издательство «Новое время», 2016, 248 стр.

REFERENCES

1. Teptin G. M., Stenin Yu. M. A heterogeneous structure of the lower ionosphere and radio wave propagation. Publishing house of Kazan University, 1989.
2. Alebastrov V.A., Borsoev V.A., Shustov E.I. Elaboration of Russian over-the-horizon radar, Novoe vremya, 2016, 248 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЗВЕШИВАЮЩИХ ОКОН НА ЗАВИСИМОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ ВЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ ОТ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ

Х. Н. Чан¹, А. С. Подстригаев¹, Н. Ч. Нхан¹

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им.
В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В работе рассматриваются результаты моделирования процесса обработки ЛЧМ-сигналов с линейно-убывающим и линейно-возрастающим законами изменения частоты, простого импульсного сигнала, сигналов с двоичной и квадратурной манипуляциями алгоритмом классификации с детектированием на промежуточных частотах. Результаты моделирования позволили оценить влияние взвешивающих окон на вероятности верной классификации принятого сигнала. Также определен оптимальный для обработки вид взвешивающего окна.

Ключевые слова: оконное взвешивание, прямоугольное окно, окно Хэмминга, окно Блэкмана.

STUDY OF THE INFLUENCE OF A WEIGHTING WINDOW ON THE PROBABILITIES OF CORRECT CLASSIFICATION OF SIGNALS

H. N. Tran¹, A. S. Podstrigaev¹, N. T. Nhan¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", Saint Petersburg, Russia

Abstract. In this work the results of simulation of processing of down-chirp and up-chirp signals, a simple pulse signal, binary and quadrature phase-shift keying signals by the classification algorithm with detection at intermediate frequencies are considered. The simulation results allow to estimate the influence of weighting windows on the probabilities of correct classification of the received signal. Also, the optimum type of weighting window for processing is determined.

Keywords: window weighing; rectangular window; Hamming window; Blackman window.

1. ВВЕДЕНИЕ

Средства радиотехнического мониторинга (РТМ) принимают сигналы радиоэлектронных средств различного назначения. На практике широко используются ЛЧМ-сигналы с линейно-убывающим (ЛЧМ-) и линейно-возрастающим (ЛЧМ+) законами изменения частоты, фазоманипулированные сигналы с различными законами чередования фаз, например, двоичным (ДФМ) и квадратурным (КФМ), а также простые импульсные (ПИ) сигналы [1-6].

Задачами приемников РТМ являются обнаружение и максимальное извлечение информации о параметрах принятого сигнала. Однако из-за отсутствия априорной информации в приемниках РТМ требуется применение специализированных алгоритмов приема и обработки сигналов [7-16]. В частности, их эффективная обработка возможна по предложенному в [14-16] алгоритму с детектированием на двух промежуточных частотах после определения центральной частоты спектра сегментов принятого сигнала и их анализа.

Вопросы сравнения зависимостей вероятности классификации сигналов этих видов от отношения сигнал-шум (ОСШ) достаточно полно рассмотрены в работах [14,

15], при этом оценка влияния вида взвешивающих окон на эти зависимости остается неисследованной. Это не позволяет полностью оценивать эффективность работы алгоритма.

Поэтому целью данной работы является исследование влияния вида взвешивающих окон на зависимости вероятности верной классификации ЛЧМ-, ЛЧМ+, ПИ, ДФМ и КФМ сигналов от ОСШ в алгоритме классификации с детектированием на двух промежуточных частотах.

2. РЕЗУЛЬТАТ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В АЛГОРИТМЕ КЛАССИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ С ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ НА ДВУХ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ ЧАСТОТАХ

В интересах оценки влияния вида взвешивающих окон на вероятности верной классификации ЛЧМ-, ЛЧМ+, ПИ, ДФМ и КФМ сигналов и определения приемлемого вида взвешивающего окна проводилось моделирование работы алгоритма классификации сигналов с детектированием на двух промежуточных частотах [14-16] в среде MATLAB.

При моделировании задавались следующие исходные данные:

1. Для входных сигналов: длительность импульса – от 5 до 10 мкс; несущая частота ПИ, ДФМ и КФМ сигналов – от 50 МГц до 450 МГц; девиация ЛЧМ-сигналов – от 5 МГц до 300 МГц; начальная фаза – случайная; частота дискретизации – 1 ГГц. ДФМ и КФМ сигналы имели 10 элементов кода. Гауссовский белый шум имел нулевое среднее значение и единичное среднеквадратическое отклонение. Амплитуда сигналов менялась для обеспечения дискретных значений ОСШ от -20 дБ до 5 дБ.

2. Для алгоритма классификации сигналов [14-16]: количество сегментов – 10; виды взвешивающего окна – прямоугольное, Хэмминга и Блэкмана [17, 18]; количество отсчетов БПФ в каждом сегменте – 1024; количество отсчетов наложения двух последовательных сегментов – 0; вероятность ложной тревоги – 10^{-7} ; промежуточная частота – 50 МГц; полосы пропускания фильтров – 6 МГц.

Результаты моделирования представлены на рис. 1.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. Для обеспечения вероятности верной классификации ЛЧМ-сигналов выше 0,9: при взвешивании окном Блэкмана требуется ОСШ более -6 дБ; при взвешивании окном Хэмминга – более -4 дБ, а при взвешивании прямоугольным окном – более -1 дБ. Это связано с тем, что уменьшение энергии в начале и конце взвешивающего окна приводит к уменьшению ширины спектра сегментов, что повышает точность определения центральной частоты спектра сегментов ЛЧМ сигналов при низких ОСШ.

2. Зависимости вероятностей верной классификации ПИ и ДФМ-сигналов от ОСШ при взвешивании прямоугольным окном, окнами Хэмминга и Блэкмана отличаются незначительно. Это объясняется тем, что центральная частота спектра вычисляется путем усреднения частот, значения спектра которых выше заданного порога и выше половины максимума данного спектра. Поэтому оконное взвешивание не оказывает существенного влияния на точность определения центральной частоты спектра сегментов.

3. По сравнению с прямоугольным окном, взвешивание окнами Хэмминга и Блэкмана ухудшает способность классифицировать КФМ-сигнал. Это связано с тем, что взвешивание окнами Хэмминга и Блэкмана приводит к снижению точности определения несущей частоты КФМ-сигнала по значению центральной частоты спектра сегментов.

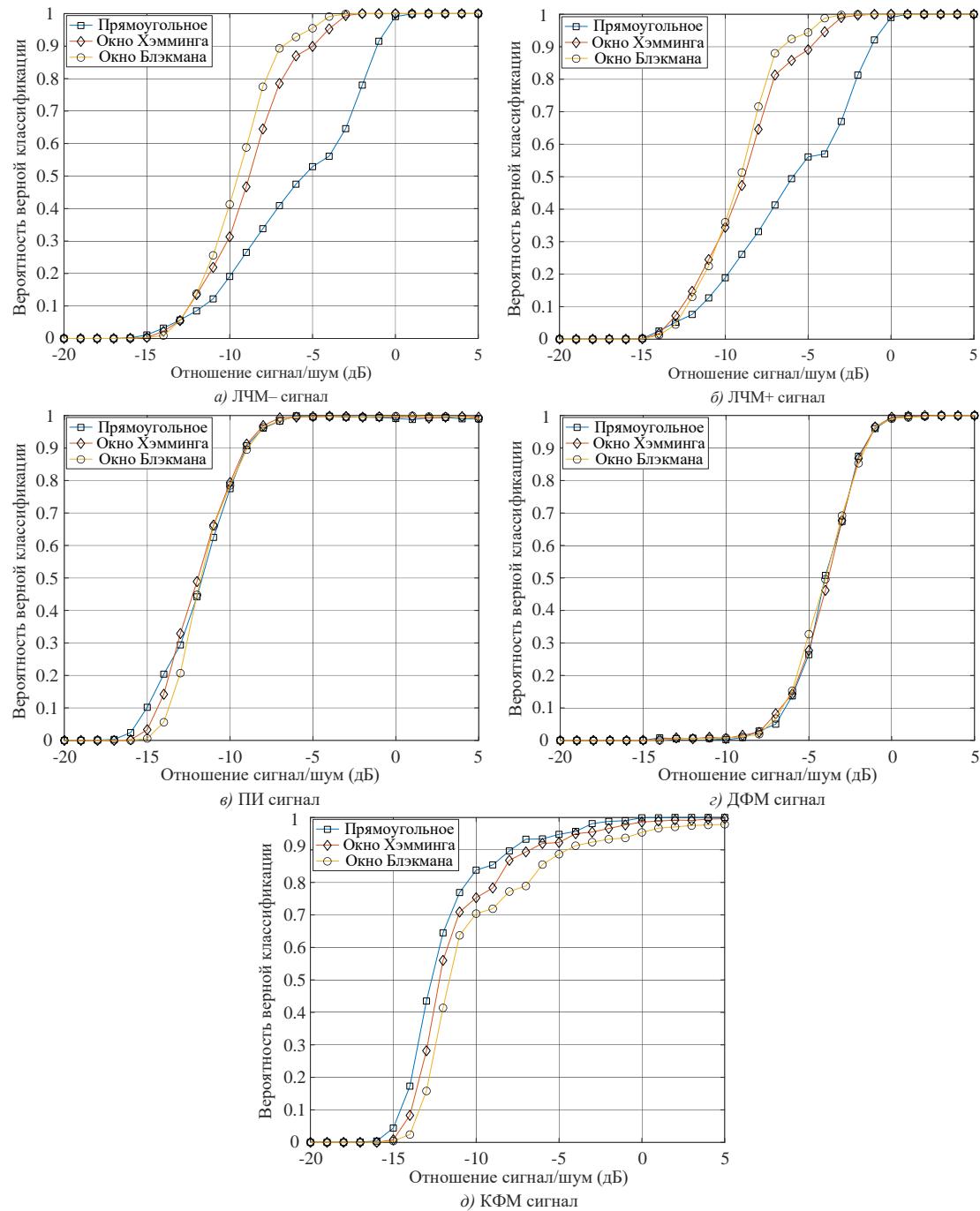


Рис. 1. Зависимости вероятности верной классификации сигнала разных видов от ОСШ при использовании различных взвешивающих окон

Таким образом, выбор между рассмотренными видами окон всегда является компромиссом между рассмотренными преимуществами и недостатками. Представленный в работе материал, по мнению авторов, должен способствовать более рациональному выбору вида окна (прямоугольное окно, окна Хэмминга и Блэкмана) для алгоритма [14-16] в зависимости от специфики решаемых задач.

ЛИТЕРАТУРА

1. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. Hoboken: John Wiley & Sons, 2004. – 427 p.
2. Петров Е. П., Харина Н. Л. Построение радиолокационного изображения высокого разрешения минимальными вычислительными ресурсами на борту летательного аппарата // Радиолокация, навигация, связь, 2019. – С. 294-304.

3. Влияние нелинейных искажений ЛЧМ-сигнала большой базы на характеристики широкополосной РЛС обнаружения / Слюсаренко Д. В., Шатов П. В., Замятин В. И., Крючков И. В., Нефедов С. И. // Радиолокация, навигация, связь, 2014. – С. 1526-1536.
4. Song W., Yao Q. Design and implement of QPSK modem based on FPGA // 2010 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology, 2010, Vol. 9. – Pp. 599-601.
5. Петров А. В., Михалев В. В. Вероятность ошибочного приема бита в канале передачи данных с двоичной фазовой манипуляцией на фоне хаотической импульсной помехи с постоянной длительностью и случайной фазой радиоимпульса // Радиолокация, навигация, связь, 2019. – С. 155-162.
6. Chua M. Y., Koo V. FPGA-based chirp generator for high resolution UAV SAR // Progress in Electromagnetics Research, 2009, Vol. 99. – Pp. 71-88.
7. Лихачев В. П., Семенов В. В., Веселков А. А., Демчук А. А. Обобщенный алгоритм радиотехнического мониторинга РЛС с синтезированной апертурой антенны // Информатика: проблемы, методология, технологии, 2016. – С. 179-184.
8. Дворников С. В., Сиверс М. А., Дворников А. С., Дворников С. С. Распознавание сигналов на основе вероятностной оценки дисперсии векторов их признаков // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения, 2020, № 3. – С. 81–90.
9. Nguyen Trong Nhan. Study of Detection Characteristics in Recognition of Simple Radio Pulses and Signals with LFM and PSK in the Autocorrelation Receiver / Nguyen Trong Nhan, Podstrigaev A. S., Likhachev V. P., Veselkov A. A., Davydov V. V., Myazin N. S., Makeev S. S. // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems, 2020, Vol. 12525. – Pp. 415-423.
10. Podstrigaev A. S. Selecting a Receiver for Wideband Spectrum Sensing in Cognitive Radio Systems Based on an Assessment of the Signal Environment Complexity / Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Likhachev V. P., Efimov S. E., Davydov V. V. // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems, 2021. – Pp. 352–364.
11. Подстригаев А. С., Смоляков А. В., Лихачев В. П. Программно-определяемые средства широкополосного анализа сигналов на основе технологии субдискретизации. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2021. – 184 с.
12. Дворников С. В., Сауков А. М. Метод распознавания радиосигналов на основе вейвлет-пакетов // Научное приборостроение, 2004, Т. 14, № 1. – С. 85-93.
13. Дворников С. В., Степынин Д. В., Дворников А. С., Букарева А. П. Формирование векторов признаков сигналов из вейвлет-коэффициентов их фреймовых преобразований // Информационные технологии, 2013, № 5. – С. 46-49.
14. Чан Хыу Нгхи, Подстригаев А. С., Нгуен Чонг Нхан. Алгоритм классификации сигналов с детектированием на двух промежуточных частотах для средств радиотехнического мониторинга // Успехи современной радиоэлектроники, 2022, Т. 76, № 7, С. 30-39.
15. Tran H. N., A. Podstrigaev A., Trong N. N. A Signal Classification Algorithm with Detection at Two Intermediate Frequencies for RF Spectrum Monitoring // 2022 International Conference on Electrical Engineering and Photonics, 2022. – Pp. 91-94.
16. Чан Х. Н., Подстригаев А. С., Нгуен Ч. Н. Способ классификации сигналов. RU 2789386 С1, заявл. 19.07.2022, опубл. 02.02.2023.
17. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Издательство БИНОМ, 2006. – 655 с.
18. Prabhu K. M. M. Window functions and their applications in signal processing. London: Taylor & Francis, 2014. – 388 p.

REFERENCES

1. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. Hoboken: John Wiley & Sons, 2004. – 427 p.
2. Petrov E. P., Kharina N. L. Creation of the radar image high-res minimum computing resources onboard aircraft // Radar, navigation, communication, 2019. – Pp. 294-304.
3. Slyusarenko D. Nonlinearities of High Time-Bandwidth Product Chirp-signal Impact on Characteristics of UWB-Radar / Slyusarenko D., Shatov P., Zamyatin V., Kryuchkov I., Nefedov S. // Radar, navigation, communication, 2014. – Pp. 1526-1536.
4. Song W., Yao Q. Design and implement of QPSK modem based on FPGA // 2010 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology, 2010, Vol. 9. – Pp. 599-601.
5. Petrov A. V., Mikhalev V. V. Bit-errir rate in data channel with binary phase-shift keyed signals receiving under the impact of chaotic impulse jamming with constant duration and random phase of radio-impulse // Radar, navigation, communication, 2019. – Pp. 155-162.
6. Chua M. Y., Koo V. FPGA-based chirp generator for high resolution UAV SAR // Progress in Electromagnetics Research, 2009, Vol. 99. – Pp. 71-88.
7. Likhachev V. P., Semenov V. V., Veselkov A. A., Demchuk A. A. Generalized algorithm for radio monitoring of radars with a synthetic aperture antenna // Informatics: problems, methodology, technologies, 2016. – Pp. 179-184.
8. Dvornikov S. V., Sivers M. A., Dvornikov A. S., Dvornikov S. C. Signal recognition based on probabilistic estimation of dispersion of their feature vectors // Voprosy radioelektroniki. Series: Television engineering, 2020, No. 3. – Pp. 81-90.
9. Nguyen Trong Nhan. Study of Detection Characteristics in Recognition of Simple Radio Pulses and Signals with LFM and PSK in the Autocorrelation Receiver / Nguyen Trong Nhan, Podstrigaev A. S., Likhachev V. P., Veselkov A. A., Davydov V. V., Myazin N. S., Makeev S. S. // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems, 2020, Vol. 12525. – Pp. 415-423.
10. Podstrigaev A. S. Selecting a Receiver for Wideband Spectrum Sensing in Cognitive Radio Systems Based on an Assessment of the Signal Environment Complexity / Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Likhachev V. P., Efimov S. E., Davydov V. V. // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems, 2021. – Pp. 352–364.
11. Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Likhachev V. P. Software-defined tools for broadband signal analysis based on subsampling technology. St. Petersburg: Publishing house of St. Petersburg Electrotechnical University "LETI", 2021. – 184 p.
12. Dvornikov S. V., Saukov A. M. Signal identification method based on wavelet-packets // Scientific Instrumentation, 2004, Vol. 14, No. 1. – Pp. 85-93.
13. Dvornikov S. V., Stepnin D. V., Dvornikov A. S., Bukareva A. P. Formation of vectors signals from wavelet-coefficients of their frame transforms // Information Technologies, 2013, No. 5. – Pp. 46-49.
14. Tran Huu Nghi, Podstrigaev A. S., Nguyen Trong Nhan. Signal classification algorithm with detection at two intermediate frequencies for RF spectrum monitoring means // Achievements of modern radioelectronics, 2022, Vol. 76, No. 7. – Pp. 30-39.
15. Tran H. N., A. Podstrigaev A., Trong N. N. A Signal Classification Algorithm with Detection at Two Intermediate Frequencies for RF Spectrum Monitoring // 2022 International Conference on Electrical Engineering and Photonics, 2022. – Pp. 91-94.
16. Tran H. N., A. Podstrigaev A., Nguyen T. N. Signal classification method. RU 2789386 C1, stated. 19.07.2022, publ. 02.02.2023.
17. Lyons R. Digital signal processing. M.: Publishing house BINOM, 2006. – 655 p.
18. Prabhu K. M. M. Window functions and their applications in signal processing. London: Taylor & Francis, 2014. – 388 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ ФАПЧ

А. А. Монаков, А. А. Тарасенков

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается работа измерительного контура ФАПЧ в радиовысотомере непрерывного излучения с использованием нескольких типов сглаживающих фильтров. Проведена оценка влияния типа и параметров сглаживающего фильтра на точность измерения высоты. Полученные результаты позволяют определить наиболее эффективный способ реализации замкнутого контура слежения в радиовысотометре.

Ключевые слова: фазовая автоматическая подстройка частоты, радиовысотомер непрерывного излучения, сглаживающий фильтр, фильтр Калмана.

IMPLEMENTATION OF DIFFERENT LOOP FILTERS OF THE PLL MEASURING CIRCUIT IN FMCW RADIO ALTIMETER

A. A. Monakov, A. A. Tarasenkov

Saint-Petersburg State University of aerospace instrumentation (SUAI), Saint-Petersburg,
Russian Federation

Abstract. The article discusses the operation of the PLL measuring circuit in a continuous wave radio altimeter using several types of the loop filter. Influence of the loop filter parameters on the dynamic properties of the measuring system is assessed. Comparative accuracy analysis is carried out. The obtained results allow to determine the most efficient way of the loop filter realization.

Keywords: phase locked loop (PLL), frequency modulated continuous wave (FMCW) radar altimeter, Kalman's filter.

1. ВВЕДЕНИЕ

Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) эффективно используется для синтеза или синхронизации гармонических сигналов в различных радиотехнических системах [1]. В работах [2, 3] показано, что технология ФАПЧ позволяет также выполнять оценку параметров сигналов. В радиовысотомере (РВ) непрерывного излучения [4, 5] частоту сигнала биений (СБ) также можно оценивать при помощи контура ФАПЧ со специально организованным генератором опорного сигнала (ГОС) и фазовым измерителем (ФИ). Такая система в работах [6, 7] получила название измерительного контура ФАПЧ.

Настоящая статья посвящена исследованию влияния типа сглаживающего петлевого фильтра на точность и динамические свойства радиовысотометра с измерительным контуром ФАПЧ.

2. ПЕТЛЕВЫЕ ФИЛЬТРЫ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ ФАПЧ

Сглаживающий фильтр (СФ) является ключевым звеном ФАПЧ. От характеристик СФ зависят динамические и точностные свойства всего следящего контура. Работая в составе измерительного контура ФАПЧ РВ, свойства СФ оказывают непосредственное

влияние на точность оценки высоты [7]. В предлагаемой работе исследованы несколько типов линейных СФ: стационарные фильтры с астатизмом первого и второго порядка, фильтр Калмана.

Структурная схема РВ со стационарным СФ в измерительном контуре ФАПЧ представлена на рисунке 1, [8 – 11].

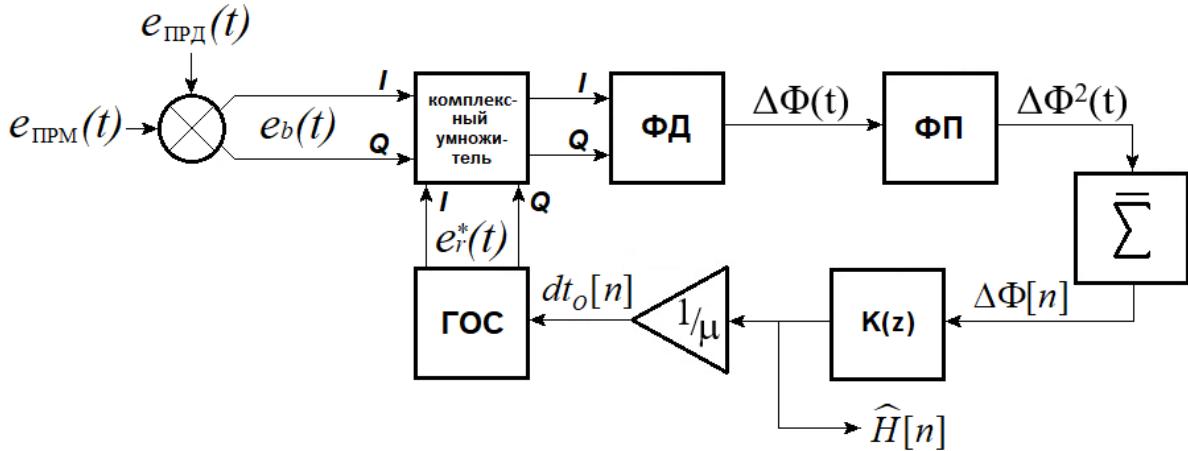


Рис. 1. Измерительный контур ФАПЧ РВ с цифровым СФ.

Синфазная (I) и квадратурная (Q) компоненты комплексного сигнала биений (СБ) $e_b(t)$ формируются в смесителе приемника РВ. Для этого на вход смесителя поступает принимаемый антенной отраженный от поверхности сигнал $e_{\text{ПРМ}}(t)$ и ослабленный до нужного уровня в направленном ответвителе (на схеме не показан) излучаемый сигнал $e_{\text{ПРД}}(t)$. I и Q компоненты СБ подаются на комплексный умножитель, на другую пару входов которого поступают соответствующие компоненты опорного сигнала $e_r^*(t)$. Компоненты $e_r^*(t)$ формируются генератором опорного сигнала ГОС. Разность фаз $\Delta\Phi(t)$ измеряется в ФИ и после фазового преобразователя $\Phi\pi$ поступает в усредняющий сумматор $\bar{\Sigma}$. Подробно работа блоков ФИ, $\Phi\pi$ и $\bar{\Sigma}$ описана в [7].

На вход цифрового СФ $K(z)$ поступают дискретные отсчеты разности фаз $\Delta\Phi[n]$ с периодом равным периоду модуляции T_m . На выходе СФ формируется оценка высоты H , которая после масштабного преобразования с коэффициентом $1/\mu$, используется для получения сигнала автоподстройки ГОС $dt_0[n]$. В установившемся режиме сигнал $dt_0[n]$ соответствует времени задержки принимаемого сигнала на текущем периоде модуляции.

Стационарные линейные фильтры. В качестве аналоговых прототипов цифрового СФ выбраны стационарные линейные фильтры с астатизмом 1-го и 2-го порядков, коэффициенты передачи (КП) которых соответственно равны

$$K(s) = \frac{k}{s(\tau s + 1)}, \quad (1)$$

$$K(s) = \frac{k(\tau s + 1)}{s^2}, \quad (2)$$

где k – статический коэффициент усиления контура ФАПЧ, τ – постоянная времени. Параметры k и τ можно определить путем линеаризации полученного контура, задавая граничную частоту полосы пропускания и величину перерегулирования.

Несложно показать, что замкнутая система ФАПЧ при использовании фильтров с КП (1) и (2) эквивалентна колебательному звену с КП:

$$W(s) = \frac{\Omega_0^2}{s^2 + 2\xi\Omega_0 s + \Omega_0^2},$$

где Ω_0 – граничная частота полосы пропускания и ξ – коэффициент демпфирования, который может быть вычислен, если известна величина перерегулирования Δ . Задавая граничную частоту Ω_0 и перерегулирование Δ можно определить статический коэффициент усиления k и постоянную времени τ [7].

Синтез цифровых СФ выполнен в работе методом билинейного преобразования [8 – 11], в результате чего получены фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) с коэффициентом передачи $K(z)$, соответствующим прототипам (1) и (2).

Фильтр Калмана [12 – 14] находит широкое применение в задачах автоматического слежения, и его использование в системе ФАПЧ является закономерным [3].

Структурная схема измерительного контура ФАПЧ с петлевым фильтром Калмана представлена на рисунке 2. Сигнал биений $e_b(t)$ в этой схеме формируется аналогично схеме на рисунке 1. Блоки выделенные пунктирной линией идентичны блокам измерительного контура ФАПЧ с линейным стационарным фильтром.

Оценка высоты H формируется масштабирующим усилителем с коэффициентом передачи μ из сигнала автоподстройки dt_0 . Сигнал dt_0 в установившемся режиме всегда стремится к величине пропорциональной времени запаздывания принимаемых отраженных от поверхности колебаний.

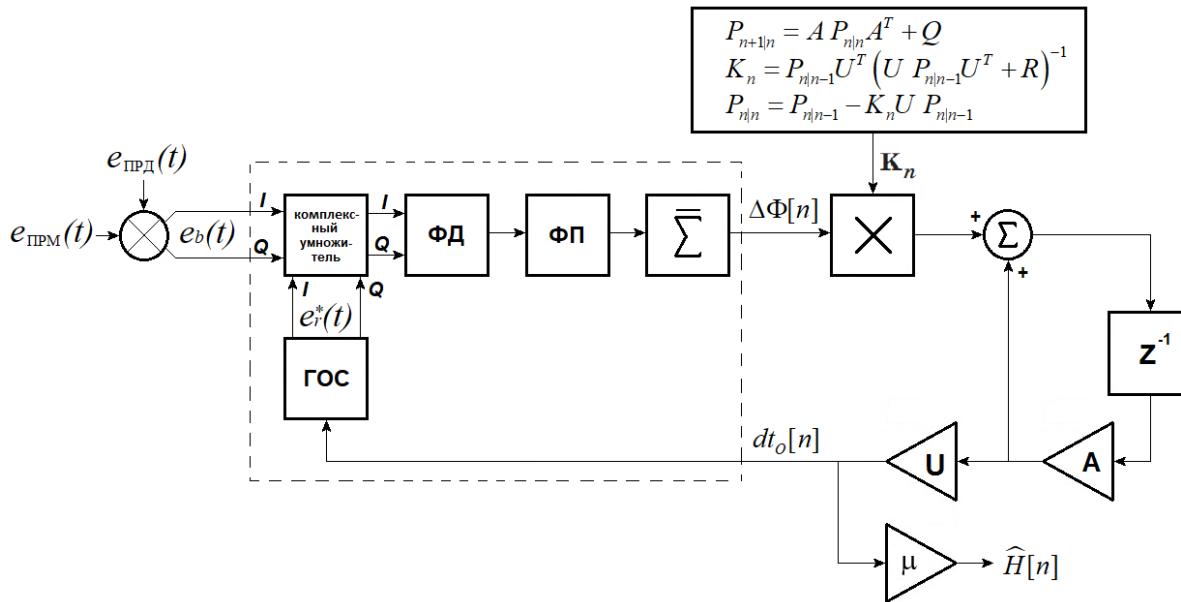


Рис. 2 Измерительный контур ФАПЧ с петлевым фильтром Калмана.

Уравнения фильтра Калмана имеют вид [12]:

$$\begin{aligned} x_{n|n-1} &= A x_{n-1|n-1}, \\ x_{n|n} &= x_{n|n-1} + K_n (y_n - U x_{n|n-1}), \\ P_{n|n-1} &= A P_{n-1|n-1} A^T + Q, \\ K_n &= P_{n|n-1} U^T (U P_{n|n-1} U^T + R)^{-1}, \\ P_{n|n} &= P_{n|n-1} - K_n U P_{n|n-1}, \end{aligned}$$

где вектор состояния

$$x_{n|n} = \begin{pmatrix} H_n \\ \dot{H}_n \end{pmatrix},$$

H_n, \dot{H}_n – оценки текущей высоты и вертикальной скорости РВ; $x_{n|n-1}$ – экстраполированный вектор состояния; y_n – измерение высоты; A – матрица перехода

$$A = \begin{pmatrix} 1 & T_m \\ 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$U = [1 \ 0]$ – матрица наблюдений; K_n – матрица коэффициентов усиления фильтра; $P_{n|n}$, $P_{n|n-1}$ – корреляционная и экстраполированная матрицы ошибок оценки, Q , R – корреляционные матрицы формирующего шума и шума наблюдений:

$$Q = \begin{pmatrix} T_m^2/3 & T_m/2 \\ T_m/2 & 1 \end{pmatrix} \sigma_a^2 + \begin{pmatrix} \sigma_H^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, R = \left(\frac{c}{4\pi \Delta F} \right)^2 \frac{1}{q^2},$$

где σ_H^2 – дисперсия высот шероховатости поверхности, σ_a^2 – дисперсии вертикального ускорения носителя РВ, которые вызваны влиянием условий полета РВ, q^2 – отношение сигнал/шум. При записи корреляционной матрицы формирующего шума Q была взята модель движения с ускорением типа белый шум [15], спектральная плотность которого равна σ_a^2/T_m . Уравнение для дисперсии шумов наблюдения R учитывает, что дисперсия измерения разности фаз в ФИ обратно пропорциональна отношению сигнал/шум q^2 .

Работа измерительного контура ФАПЧ с разными типами петлевых фильтров иллюстрируется переходными процессами, рисунок 3. При моделировании контура ФАПЧ в работе были выбраны следующие сценарные параметры: $H = 75$ м, $T_m = 1$ мс, $\Delta F = 200$ МГц, $\Omega_0 = 2\pi \times 10$ рад/с, $\Delta = 0,3$, $\sigma_a^2 = 0,1$ м/ с^2 , $\sigma_H^2 = 0,1$ м, $q^2 = 10$ дБ.

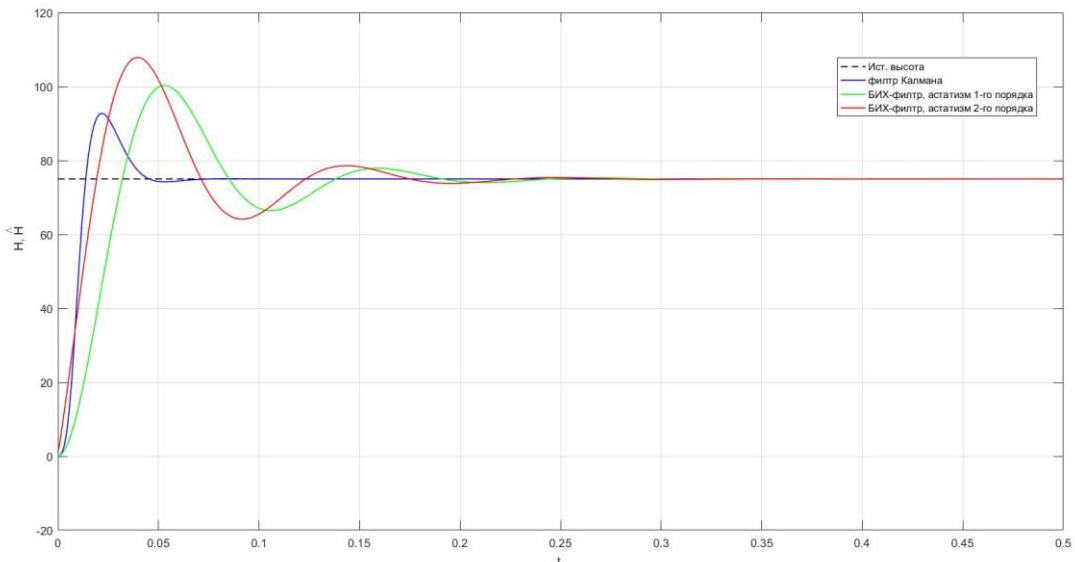


Рис. 3. Переходный процесс на выходе измерителя высоты при разных петлевых фильтрах.

Из рисунка 3 можно видеть, что в установившемся режиме оценка H , полученная измерительным контуром, во всех случаях устойчиво сходится к заданному значению высоты РВ. Статическая ошибка отсутствует. Медленнее всего затухает переходный процесс в контуре со стационарным фильтром и астатизмом 1-го порядка, что связано с более высокой инерционностью. Измерительный контур с фильтром Калмана работает

без перерегулирования и выходит в установившийся режим при заданных параметрах значительно быстрее.

3. ДИНАМИЧЕСКАЯ И ФЛЮКТУАЦИОННАЯ ОШИБКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОНТУРА ФАПЧ

Чтобы получить количественную оценку динамических свойств измерительного контура ФАПЧ рассмотрим его работу в условиях, когда измеряемая высота непрерывно изменяется по гармоническому закону:

$$H(t) = H_0 + A_s \cdot \cos\left[\frac{2\pi Vt}{P_s}\right],$$

где A_s и P_s – амплитуда и период шероховатостей поверхности; V – скорость носителя; H_0 – средняя высота. В первом приближении такое изменение высоты полета возможно при полете носителя над морской поверхностью.

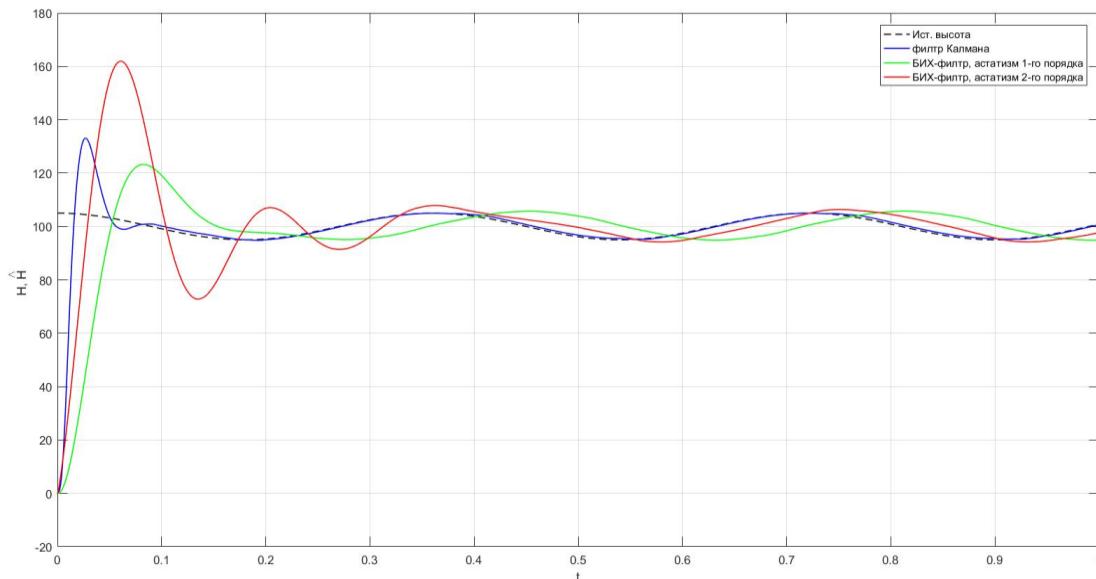


Рис. 4. Оценка высоты РВ при полете над гармонической шероховатой поверхностью.

Так как процессы $H(t)$ и $H(t)$ гармонические и сдвинутые по фазе на постоянную величину времени динамического запаздывания, то мгновенное значение динамической ошибки $\Delta(t)$ тоже изменяется по гармоническому закону. Чтобы дать интегральную оценку динамической ошибки, определим ее, как амплитуду этого гармонического процесса:

$$\Delta_{\text{дин}} = \max |H(t) - \bar{H}(t)|.$$

При моделировании были заданы следующие сценарные параметры: скорость носителя $V = 100$ км/ч, средняя высота $H_0 = 100$ м, период волн $P_s = 10$ м, амплитуда – $A_s = 5$ м. Величина динамической ошибки оценки в измерительном контуре ФАПЧ при этом составила: $\Delta_{\text{дин}} = 2,67$ м для фильтра с астатизмом 1-го порядка; $\Delta_{\text{дин}} = 1,39$ м для фильтра с астатизмом 2-го порядка; $\Delta_{\text{дин}} = 0,86$ м для фильтра Калмана.

Флюктуационная ошибка оценки высоты при приеме сигнала на фоне шумов определена в работе путем статистической обработки выборки результатов измерений, полученной в зависимости от отношения сигнал/шум (ОСШ) q^2 . В результате моделирования получены соответствующие зависимости для смещения оценки b и среднеквадратического отклонения (СКО) σ , рисунок 5а, б.

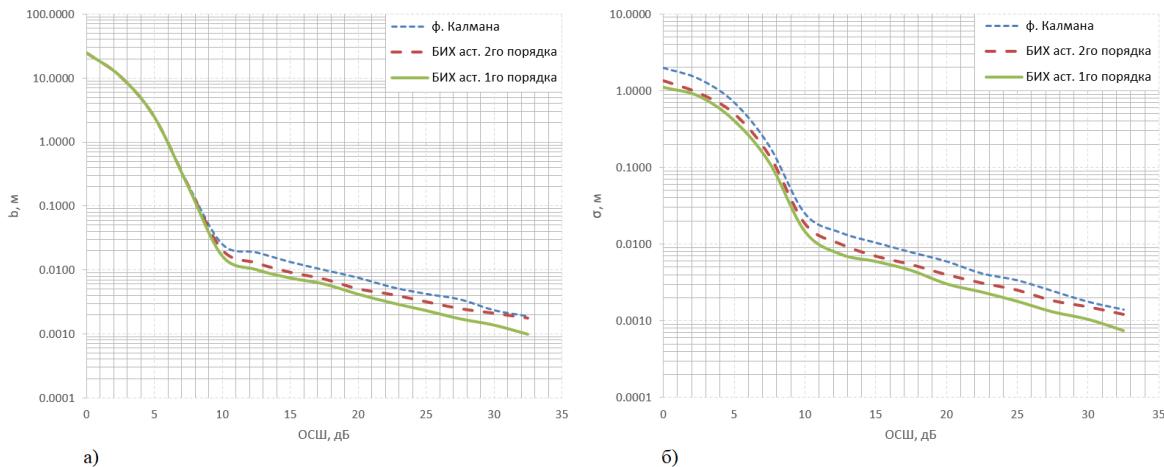


Рис. 5. Зависимости, а) смещение оценки, б) СКО от величины ОСШ.

Из графиков следует, что измерители высоты с различными сглаживающими фильтрами имеют примерно одинаковые статистические характеристики флюктуационных ошибок. Так при $q^2 \geq 10$ дБ: смещение и СКО оценок составляет менее 3 см.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное исследование показало, что синтез петлевого фильтра в измерительном контуре ФАПЧ радиовысотометра непрерывного излучения в значительной степени влияет на точность оценки высоты. Наилучшим вариантом при выборе сглаживающего фильтра для замкнутого контура слежения является фильтр Калмана, использование которого дает меньшую динамическую ошибку по сравнению со стационарными линейными фильтрами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Roland E. Best Phase-Locked Loops. Design, Simulation, and Applications. Fourth edition. USA. Ohio. Blacklick McGraw-Hill. 1999.
2. S. Shinnaka. A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals. // 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, 2007, pp. 191-198.
3. W. Xu, C. Huang and H. Jiang. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 70, pp. 1-10, 2021.
4. M. Jankiraman FMCW Radar Design – London: Artech House, 2018.
5. Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И. Теоретические основы радиовысотометрии / Под ред. А. П. Жуковского – М.: Сов. Радио, 1979.
6. А. А. Монаков, А. А. Тарасенков. Радиовысотометр с непрерывным излучением и фазовой автоподстройкой опорного сигнала. Пат. RU 207967 U1 G01S 13/34 (2021.08) H04L 25/03 (2021.08).
7. Монаков А.А., Тарасенков А.А. Следящий радиовысотометр малых высот с системой ФАПЧ. // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2022; 25(2): 54-63.
8. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. / 3-е издание, испр. Под ред. С. Ф. Боева – М: Техносфера, 2012.

9. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / Учебник для ВУЗов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2007.
10. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник – М.: Радио и связь, 1985.
11. Г. Лэм Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация: Пер. с англ. / Под ред. И. Н. Теплюка – М: Мир, 1982.
12. Монаков, А. А. Математическое моделирование радиотехнических систем: учебное пособие / А. А. Монаков. — СПб.: Лань, 2016.
13. Dan Symon. Optimal state estimation – New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
14. П. М. Грант и др. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта – М.: Мир, 1988. 388 с.
15. Bar-Shalom Y., Kirubarajan T., Li X.-R. Estimation with Applications to Tracking and Navigation. John Wiley & Sons, Inc., USA, 2002.

REFERENCES

1. Roland E. Best Phase-Locked Loops. Design, Simulation, and Applications. Fourth edition. USA. Ohio. Blacklick McGraw-Hill. 1999.
2. S. Shinnaka. A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals. // 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, 2007, pp. 191-198.
3. W. Xu, C. Huang and H. Jiang. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 70, pp. 1-10, 2021.
4. M. Jankiraman FMCW Radar Design – London: Artech House, 2018.
5. Zukovskiy A. P., Onoprienko E. I., Chizhov V. I. Theoretical foundations of radio altimetry. Ed. A. P. Zhukovskiy. Moscow: Sov. radio, 1979. - 320 p.
6. A. A. Monakov, A. A. Tarasenkov. The FMCW radar altimeter with phase locked reference signal. Patent. RU 207967 U1 G01S 13/34 (2021.08) H04L 25/03 (2021.08).
7. Monakov A.A., Tarasenkov A.A. Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop. // Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022;25(2):54-63.
8. Oppenheim A., Schafer R. Digital signal processing: Per. from English. / 3rd edition, rev. Ed. S. F. Boev – M: Technosphera, 2012.
9. Sergienko A. B. Digital signal processing / Textbook for universities. 2nd ed. - St. Petersburg: Piter, 2007.
10. Goldenberg L. M., Matyushkin B. D., Polyak M. N. Digital signal processing: Handbook - M.: Radio & sviaz, 1985.
11. G. Lam Analog and digital filters. Calculation and implementation: Tr. from English. / Ed. I. N. Teplyuk – M: Mir, 1982.
12. Monakov, A. A. Mathematical modeling of radio engineering systems: textbook / A. A. Monakov. - St. Petersburg: Lan, 2016.
13. Dan Symon. Optimal state estimation – New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
14. P. M. Grant et al. Adaptive filters: Tr. from English. / Ed. C.F.N. Cowan, P.M. Grant - M.: Mir, 1988. 388 p.
15. Bar-Shalom Y., Kirubarajan T., Li X.-R. Estimation with Applications to Tracking and Navigation. John Wiley & Sons, Inc., USA, 2002.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ИЗДЕЛИЯ
АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ –
ВЕЩАНИЯ (АЗН-В) – ТРЕКИНГА ВОЗДУШНЫХ СУДОВ
С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ «SOFTWARE DEFINED RADIO»
В УСЛОВИЯХ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ**

Е.А. Кущев¹, А.С. Костюков¹, Д.А. Чученков¹, О.В. Бойко², Д.В. Мязин²

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

²Черноморское высшее военно-морское орденов Нахимова и Красной Звезды училище
имени П.С. Нахимова (ЧВВМУ), г. Севастополь, Российская Федерация

Аннотация. Данная статья рассматривает структуру, достоинства и недостатки, особенности применения технологии радиомониторинга движения воздушных объектов АЗН-В. Поясняются предпосылки создания данной технологии, ее аппаратно-программная структура, принцип передачи данных по радиоканалу в системах связи АЗН-В между воздушным судном и наземными станциями (пунктами управления воздушным движением), оснащёнными радиолокационной навигационной системой АЗН-В. Излагается теория построения аппаратно-программной составляющей технологии ADS-B на базе технологии Software Defined Radio (SDR), обоснование ее практического применения.

Ключевые слова: АЗН-В, радиомониторинг движения воздушных объектов, трекинг воздушных судов, Mode-A, Mode-S, DPSK, TIS-B, FIS-B, SDR, RTL1090, ADS-B Scope.

**RESEARCH OF THE POSSIBILITY OF CONSTRUCTION OF THE
PRODUCT AUTOMATIC DEPENDENT SURVEILLANCE -
BROADCAST (ADS-B) - AIRCRAFT TRACKING USING SOFTWARE
DEFINED RADIO TECHNOLOGY UNDER THE CONDITIONS OF
IMPORT SUBSTITUTION**

E.A. Kushchev¹, A.S. Kostyukov¹, D.A. Chuchenkov¹, O.V. Boyko², D.V. Myazin²

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

²Black Sea Higher Naval Order of Nakhimov and the Red Star School named after P.S.
Nakhimov (ChVVMU), Sevastopol, Russian Federation

Abstract. This article considers the structure, advantages and disadvantages, features of the application of the technology of radio monitoring of the movement of air objects ADS-B. The prerequisites for the creation of this technology are explained, its hardware and software structure, the principle of data transmission over a radio channel in ADS-B communication systems between the aircraft and ground stations (air traffic control points) equipped with the ADS-B radar navigation system. The theory of building the hardware-software component of the ADS-B technology based on the Software Defined Radio (SDR) technology is outlined, justification its practical application.

Keywords: ADS-B, airborne radio monitoring, aircraft tracking, Mode-A, Mode-S, DPSK, TIS-B, FIS-B, SDR, RTL1090, ADS-B Scope.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время системы управления и коммуникации развиваются мощным темпом в вопросах обеспечения безопасности человека. В частности, нами рассматриваются вопросы обеспечения безопасности полетов военнослужащих

и гражданских лиц, взаимодействия объектов и источников авиации гражданского сектора, а также Военно-космических сил Вооруженных сил Российской Федерации по данному направлению, обеспечения в будущем отечественными или аналогичными из дружественных стран перспективными системами связи для пунктов управления воздушным движением с целью организации непрерывного контроля воздушной обстановки по наблюдаемым воздушным судам.

«Автоматическое зависимое наблюдение – вещание» на сегодняшний день является перспективной и многофункциональной технологией сообщения в авиации между объектами и источниками путём использования радиосигналов и сопутствующих технологий позиционирования и распределения нагрузки трафика воздушного пространства. В основе лежит непрерывная передача данных (телеметрии) внутри систем гражданской авиации и военно-воздушных сил, объединении воздушных судов в единую систему с занесением в регистр нормативно-эксплуатационных данных, таких как:

- *ICAO-адрес* Международной организации гражданской авиации – уникальный для каждого воздушного судна 16-ричный код;
- C/S – регистрационный номер;
- скорость движения;
- высота и курс полёта;
- показатели исправности воздушного судна, запас топлива [1].

Все эти данные необходимы для определения типа отдельно взятого пилотируемого объекта, находящегося в области действия радиолокационной навигационной системы, а также для успешной координации объектов в системе управления воздушным пространством на центрах управления полетами (ЦУП), передачи данных о перемещениях воздушных судов и получения для них необходимой метеорологической информации в зоне выполнения полетов.

2. ТЕХНОЛОГИЯ РАДИОМОНИТОРИНГА ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ADS-B

АЗН-В (ADS-B - Automatic dependent surveillance-broadcast или автоматическое зависимое наблюдение-вещание) – технология наблюдения за воздушным пространством и управления трафиком воздушных судов, позволяющая непрерывно осуществлять обмен информацией аeronавигации с большой точностью [1]. Перспективная технология активно внедряется в России, США, и других технологически развитых странах.

Для реализации технологии ADS-B на воздушном судне необходимо его оборудование соответствующим транспондером, представляющим собой радиоэлектронное устройство, содержащее в своем составе GNSS-приёмник, цифровой УКВ приёмопередатчик, а также контроллер, обеспечивающий надежную работу всех составных элементов воздушного телеметрического комплекса.

Для обеспечения стабильной работы системы передачи данных между ЦУП и воздушными судами, все приёмопередатчики в системе АЗН-В должны быть настроены на одну частоту таким образом, чтобы все источники, оснащённые транспондерами АЗН-В и находящиеся друг от друга на расстоянии прямой видимости, были связаны одним цифровым радиоканалом. В этом случае, каждое воздушное судно посредством объединённой системы связи получает информацию о положении, маршруте следования и параметрах перемещения других источников, находящихся в зоне радиовидимости, одновременно передавая информацию о себе как на требуемый пункт управления (ПУ), так и взаимодействующим источникам. В основе системы АЗН-В лежит принцип «все видят всех» [2].

Система АЗН-В является прогрессивным направлением развития радиолокационной техники. В отличие от телекоммуникационных средств, предшествующих данной технологии, механизм передачи данных АЗН-В основан

на использовании высокочастотных сигналов от GPS. Это преимущество существенно расширяет область передачи данных, и АЗН-В сохраняет свою функциональность даже в тех местах, где обычный радар перестаёт улавливать сигнал, в частности, в районах, удалённых от телекоммуникационных вышек и радиолокационных станций (далее – РЛС), в горной местности, где прямому прохождению сигнала препятствует характерный рельеф. Использование технологии GPS в АЗН-В позволяет увеличить не только область обнаружения сигналов, но точность поиска. Передача телеметрической информации, а именно данных о типе воздушного судна, его вертикальной и горизонтальной скоростях, курсе следования осуществляется непрерывно во время выполнения полета. Радиус приёма информации воздушными судами и наземными станциями (ЦУП и ПУ), оборудованными АЗН-В, составляет 241 км [3]. Для более эффективной работы наземные станции, получив и обработав информацию с сигналов бортовых комплексов АЗН-В, объединяют её с дополнительной информацией, полученной от наземных РЛС, в конечном итоге транслируя полный пакет информации воздушному судну в радиусе обслуживания. Использование данной перспективной технологии позволило диспетчерам авиалиний оптимизировать управление полетами воздушных судов в вопросе обеспечения безопасности. Важной особенностью АЗН-В является возможность её функционирования на сравнительно низких высотах, в том числе и после приземления воздушного судна. Соответственно, происходит радиомониторинг трафика на взлётно-посадочных полосах и рулёжных дорожках аэропортов. Именно эти функции АЗН-В позволяют успешно согласовывать воздушный и наземный виды трафика для обеспечения безопасности взлёта и посадки.

Режимы работы комплексов АЗН-В:

1) Режим Mode-A, который также называют вторичным радаром (Secondary Surveillance Radar (SSR)) является наиболее лёгким в технологическом исполнении режимом работы, так как в данном случае сигнал при переходе от передатчика к приёмнику не нуждается в модуляции. По радиоканалу в режиме Mode-A передаётся информация о высоте полёта судна, его ICAO-коде и идентификационном коде без передачи координат. Радиопередача в обоих направлениях в режиме Mode-A осуществляется на частоте 1030 МГц.

2) Режим Mode-S по сравнению с режимом Mode-A осложнён дифференциальной фазовой манипуляцией (Differential Phase Shift Keying) сигнала. Получение информации при модулированным таким образом сигнале достигается сравнением фаз двух последовательных битов. Время задержки зависит от скорости передачи данных. К примеру, при 40 Гбит/с один бит информации соответствует 25 пикосекундам, за это время свет успевает пройти в свободном пространстве 7,5 мм, а в оптоволокне – 5 мм. Дифференциальная фазовая манипуляция сигнала в случае АЗН-В в режиме Mode-S используется для обеспечения большей эффективности и уменьшения помех для других запросов в режиме Mode-A, так как уменьшается нагрузка на канал связи. Частота запроса также составляет 1030 МГц, но подтверждение запроса реализуется фазо-импульсно модулированным сигналом, частота которого составляет 1090 МГц. Важная особенность данного режима - передача координат воздушного судна.

3) Существует также режим рассширенного сквиртера (extended squitter – ES), при котором воздушное судно, так же, как и в режиме Mode-S, посыпает в открытый эфир пакет информации о данном воздушном судне и метеорологической обстановке. Отличием данного режима является отсутствие необходимости дополнительного запроса от других источников или ЦУП и ПУ.

3. АППАРАТНАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ ТЕХНОЛОГИИ ADS-B

Аппаратная структура системы АЗН-В разделяется на отдельные группы по принципу работы радиовещательных каналов связи. Выделим следующие группы составных частей системы [4]:

1) АЗН-В-приёмники (ADS-B «In») - устройства, принимающие данные из стандартного радиоканала технологии, но не способные отправлять свой пакет данных ЦУП и ПУ или другим воздушным судам. Предназначением такой аппаратуры является приём информации о движении источников, погоде в зоне осуществления полетов. Примером АЗН-В-приёмника, портативно устанавливаемого на борту воздушного судна, является «Garmin Gdl 39 ADS-B», (рис.1).

Стоимость устройства - 113 096 рублей.



Рис. 1. АЗН-В-приёмник «Garmin Gdl 39 ADS-B»

2) АЗН-В-передатчики (ADS-B «Out») – это устройства, предназначенные для передачи данных по каналу АЗН-В и переключения наземных станций в режим передачи информации о воздушной обстановке воздушным судам, находящимся в зоне покрытия радиовещания.

3) АЗН-В-приёмопередатчики используются для одновременного совмещения процессов отправки и получения информации по каналу АЗН-В.

4) TIS-B (Traffic Information Services-Broadcast) – элемент технологии АЗН-В, позволяющий воздушным судам с оборудованным на борту АЗН-В-приёмником получать информацию о трафике как при выполнении полетов, так и на взлётно-посадочных полосах аэропортов. Также эта технология даёт возможность получать информацию о координатах источников, не подключённых к системе АЗН-В.

5) Технология FIS-B (Flight Information Services-Broadcast) применяется для передачи метеорологической информации, резервирования воздушного пространства (введенных ограничений в зонах воздушного пространства), а также для передачи данных специального назначения, необходимых для военно-воздушных сил.

Достоинства и недостатки каждой группы аппаратной части технологии ADS-B представлены в таблице 1.

Таблица 1. Достоинства и недостатки отдельных групп аппаратной части технологии ADS-B

Тип аппаратной части ADS-B	Достоинства	Недостатки
АЗН-В-приёмники	1) Возможность получения сигнала из радиоканала АЗН-В; 2) Мобильное исполнение (возможность размещения в любом месте).	Только односторонний приём сигналов.

Тип аппаратной части ADS-B	Достоинства	Недостатки
АЗН-В-передатчики	Дистанционное управление наземными станциями.	Только одностороннее отправление сигналов.
АЗН-В-приёмопередатчики	Совмещают в себе функционал приёмников и передатчиков.	Более сложная и дорогая технология
Технология TIS-B	1) Позволяет передавать информацию о воздушном и наземном трафике воздушного судна, оборудованного комплексами АЗН-В; 2) Имеется функция получения информации об источнике, не оборудованного технологией АЗН-В.	Необходимо, наличие хотя бы одного бортового АЗН-В-приёмника
Технология FIS-B	Позволяет передавать метеорологические данные, сведения об ограничениях на полёты, а также передавать информацию специального назначения по закрытым каналам связи.	Необходимо, наличие хотя бы одного бортового АЗН-В приёмника

Помимо выше указанных элементов аппаратуры и технологических дополнений АЗН-В следует также отметить использование искусственных спутников, применяемых в качестве площадки для размещения приёмопередатчиков АЗН-В. Технология АЗН-В уже входит в состав спутниковой сети «Iridium». Особенности спутникового развития АЗН-В по данному направлению следующие:

1) Компоненты спутниковой системы связи «Iridium» – низкоорбитальные спутники, что позволяет надёжно принимать выходные сигналы АЗН-В с транспондеров, которые были разработаны для наземного приёма информации.

2) Обеспечение связи между объектами и источниками на всей территории планеты, в том числе и в труднодоступных для других радиолокационных систем местах (северный и южный полюса).

Для упрощения технологической составляющей АЗН-В с сохранением функционала, в качестве приёмопередатчика нами предлагается использование технологии программно-определенного радио (далее - Software Defined Radio, SDR) – радиоэлектронного устройства на новой перспективной технологии, которое благодаря программной настройке функционала может быть применимо для работы с различными типами сигналов [5].

Ввиду программирования работы с оцифрованными сигналами, структура приёмопередатчиков SDR не нуждается в таких функциональных узлах, как фильтры, смесители, усилители, детекторы, модуляторы и демодуляторы – данные элементы заменяются функционалом процессора, что значительно упрощает технологию производства требуемых телеметрических комплексов без потери качественных характеристик.

Таким образом, целесообразность применения технологии SDR в изготовлении телеметрических комплексов ADS-B дает множественные преимущества. Приведем наиболее актуальные:

- уменьшение габаритных размеров изделия;

- значительное снижение закупочной стоимости изделия;
- возможность изготовления мобильных комплексов с улучшенными техническими характеристиками;
- улучшение технических характеристик изделий без модернизации аппаратной части за счет добавления программных модулей;
- более точная настройка изделия под выполнение различных узкоспециализированных и специальных задач при применении в различных силовых структурах.

Популярными примерами SDR изделий (радиоприемных устройств, далее – РПУ), возможных к применению в работе с системой АЗН-В, являются:

- модель на базе микросхемы RTL2832U (рис.2, а);
- модель ARINST SDR Dreamkit V1D (рис.2, б).

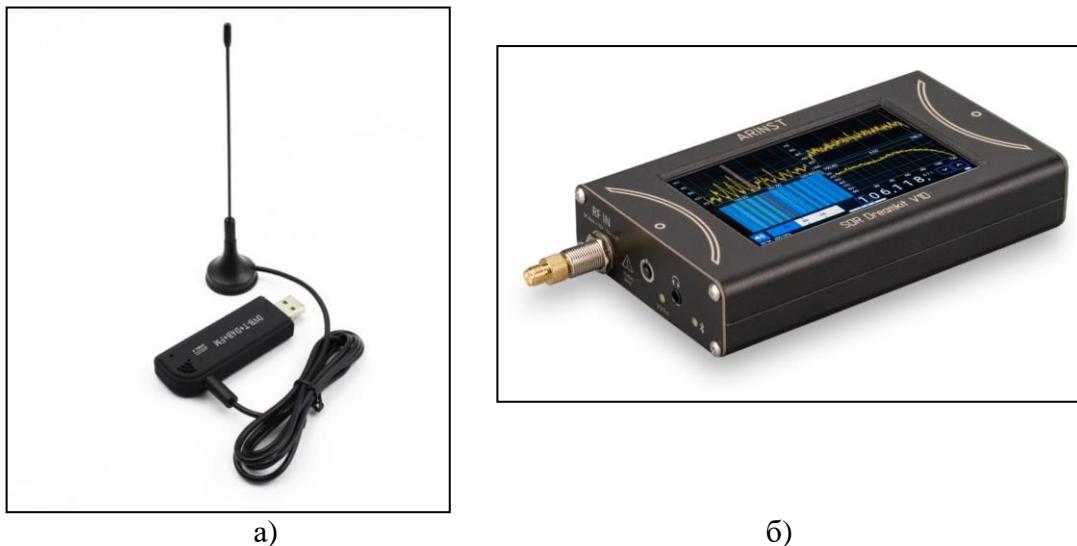


Рис. 2. Популярные SDR РПУ. а) RTL2832; б) ARINST SDR Dreamkit V1D)

В таблице 2 приведем сравнительную характеристику вышеуказанных изделий:

Таблица 2. Сравнительная характеристика SDR-приёмников

Параметр сравнения	RTL2832U	ARINST SDR Dreamkit V1D
Диапазон принимаемых частот	24 - 1750 МГц	1-3100 МГц
Чувствительность	0,22 мкВ	0,3 мкВ
Разрядность АЦП	8 бит	16 бит
Виды модуляции	AM, FM, NFM, LSB, USB, CW	AM, LSB, USB, DSB, NFM, WFM
Максимальная ширина полосы обзора	3 МГц	5 МГц
Входное сопротивление приёмника	50 Ом	50 Ом
Интерфейс	USB 2.0	USB 2.0
Стоимость	750 рублей	26500 рублей

Таким образом, на основе существующих аналогов, имеет смысл разработать и создать изделие под широкий спектр выполняемых задач по данному направлению. Важной экономической составляющей при проектировании устройства является популярная стоимость изделия, способная привлечь конечного потребителя, при сохранении достаточно высоких показателей тактико-технических характеристик.

4. ОБЗОР СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОГО ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ADS-B РАДИОМОНИТОРИНГА ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Приведем примеры специализированного программного обеспечения (СПО), возможного к применению в комплексах (изделиях) радиомониторинга движения воздушных объектов по технологии ADS-B. Нижеуказанные программные средства имеют возможность работы как на персональных электронно-вычислительных машинах (ПЭВМ) с операционной системой Windows (версии не ниже 7), так и с отечественной операционной системой Astra Linux (версии не ниже 1.6).

На основании предложенных ниже СПО, предлагаем данную программную часть включить в разрабатываемое нами изделие для требуемых целей.

1) Программный первичный декодер принимаемого радиосигнала ADS-B «RTL1090» (рис. 3) [6].

Программный модуль для РПУ на базе технологии SDR с несущей частотой 1090 МГц, работающего в режимах Mode-A или Mode-S без возможности их совместного воздействования. Специализированный алгоритм работы программного средства дает возможность на этапе первичного декодирования получать строго определенный формат выходных данных, что позволяет избежать перегрузки при обработке входящего из радиоэфира трафика, исключая лишние пакеты информации. Данное программное обеспечение выполняет работу совместно с аппаратной частью предлагаемого изделия, роль которого выполняет модель РПУ на базе технологии SDR «RTL2832U USB Dongle» (рис.2, а). Синхронизацию работы ПЭВМ с аппаратной и программной частями изделия обеспечивает специализированный «драйвер» ZADIG.

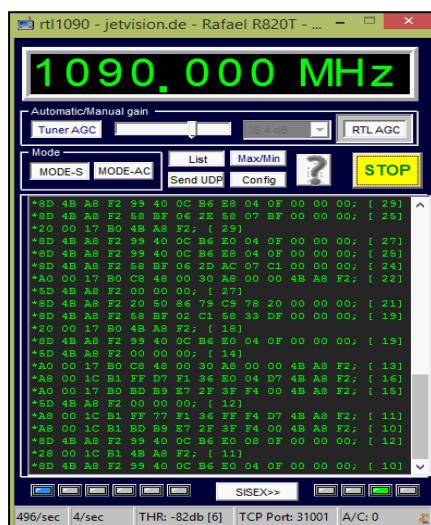


Рис. 3. Рабочее окно «RTL1090»

2) Программный вторичный декодер - обеспечение визуального мониторинга и наблюдения параметров воздушных объектов «ADS-B Scope» (рис. 4).

Предоставляет возможность визуального мониторинга воздушных объектов в реальном времени и оперативного наблюдения их параметров. Программное средство работает в связке с первичным декодером «RTL1090», преобразуя в режиме реального времени полученную декодированную информацию в удобный для восприятия оператором графический вид. Особенность программного средства – работа в автономном режиме без использования вспомогательных данных из сети «Интернет».

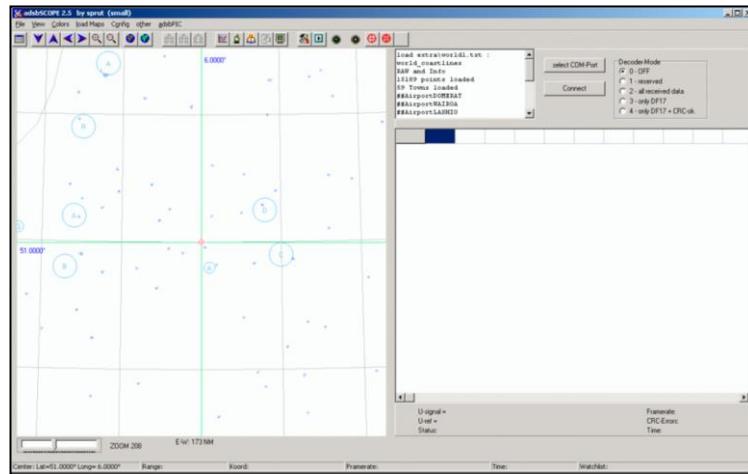


Рис. 4. Рабочее окно программы «ADS-B Scope»

3) Программный вторичный декодер - обеспечение визуального мониторинга и наблюдения параметров воздушных объектов «dump1090» (рис. 5).

Предоставляет возможность визуального мониторинга воздушных объектов в реальном времени и оперативного наблюдения их параметров. Программное средство работает в связке с первичным декодером «RTL1090», преобразуя в режиме реального времени полученную декодированную информацию в удобный для восприятия оператором графический вид. Особенность – высокая производительность работы программного средства, но с использованием сети «Интернет».

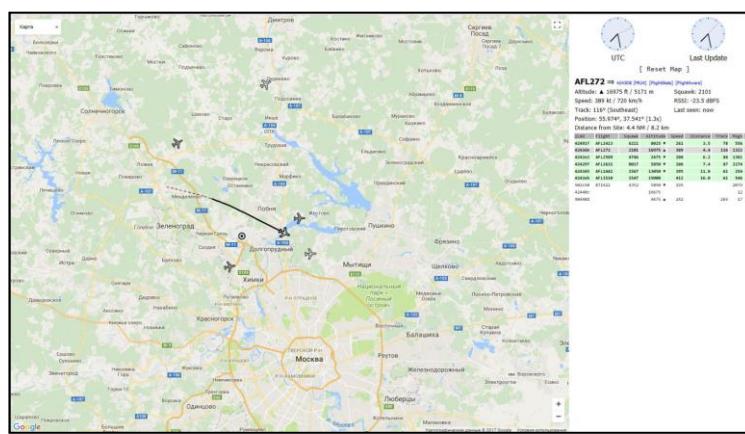


Рис. 5. Визуальный мониторинг в программе dump1090

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учитывая значимость применения в области создания безопасности проведения полётов и реализации специальных систем телекоммуникации, технология АЗН-В является крайне полезным направлением развития радиолокационных систем. С помощью радиоканала и бортовых приемников АЗН-В воздушные суда могут получать в режиме реального времени оперативную информацию о других воздушных объектах в области радиовидимости, метеорологическую информацию. Согласованное распределение трафика воздушных судов является гарантией безопасности полётов.

АЗН-В содержит в себе неограниченный потенциал, который может быть реализован как в гражданской, так и в военно-воздушных силах, что даёт чёткие перспективы для развития данного направления в области радиолокационных систем. Применение технологии программно-определенного радио (Software defined radio) при изготовлении комплексов радиомониторинга движения воздушных объектов по методике ADS-B выводит данное направление на совершенно новый уровень, позволяя в условиях импортозамещения создавать современные по техническим характеристикам изделия с возможностью дальнейшей их модернизации в вопросе перевода на отечественные комплектующие. Кроме того, технология SDR позволит значительно снизить экономические затраты на производство требуемых изделий и проведения дальнейших исследований по вопросам модернизации комплексов ADS-B.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев Б.В. Инструментарий повышения надёжности вертикального эшелонирования воздушных судов с помощью наземной станции автоматического зависимого наблюдения вещательного типа (АЗН-В) / Лебедев Б.В., Юрьевич Е.В., Романчева Н.И., Стратиенко А.Н., Соломенцев В.В. // Ползуновский вестник, 2016, Т.3. – С. 82-86.
2. Лебедев, Б. В. Мониторинг средств вертикального эшелонирования на основе использования автоматического зависимого наблюдения вещательного типа М.: Авиакосмическое приборостроение, 2003. – с. 130.
3. Автоматическое зависимое наблюдение. <https://lektsii.org/3-4464.html>. 05.03.2023.
4. Автоматическое зависимое наблюдение - вещание - Automatic dependent surveillance broadcast. https://ru.wikibrief.org/wiki/Automatic_dependent_surveillance_-_broadcast. 05.03.2023.
5. [RTL-SDR] RTLSDR ADS-B прием. <https://russianblogs.com/article/2260621862/>. 03.03.2023.
6. Рудельсон Л.Е. Программное обеспечение автоматизированных систем управления воздушным движением. Часть II. Функциональное программное обеспечение. Книга 6. Обработка данных автоматического зависимого наблюдения. М.: МГТУ ГА, 2005.- с 96.
7. ADS-B for Dummies-1090ES v04. https://www.sigidwiki.com/images/1/15/ADS-B_for_Dummies.pdf. 03.03.2023.
8. Режим S системы вторичной радиолокации. <https://helpiks.org/3-95226.html>. 04.03.2023.
9. Бойко О.В., Журавлев Д.В., Сафонов И.А. Исследование возможности построения системы мониторинга 2G-5G сетей на основе коммерческой SDR платформы // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции, 2018, Том 5. – С. 37-44.
10. Бойко О.В., Журавлев Д.В., Сафонов И.А. Система мониторинга подвижной радиосвязи 2G-4G сетей // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018 Т.14.– № 4. – С. 117-121.
11. Бойко О.В., Журавлев Д.В., Сафонов И.А. Анализ сигнала в 2G-5G сетях с помощью программно-определенного радио // Тезисы докладов научной конференции «Комплексные проблемы техносферной безопасности». Материалы международной научно-практической конференции, Воронеж: ВГТУ, 2018. Ч.III, – С. 194-198.
12. Журавлев Д.В., Сиваш М.А., Бойко О.В. Лабораторный комплекс «Универсальная программно-определенная радиосистема» // RLNC 2019 «Радиолокация, навигация, связь». Материалы XXV международной научно-технической конференции в 6-ти томах, Воронеж. 2019, - Т. 5, – С. 297 - 301.

REFERENCES

1. Lebedev B.V. Tools for increasing the reliability of aircraft vertical separation using a ground station for automatic dependent surveillance of the broadcast type (AZN-B) / Lebedev B.V., Yurkevich E.V., Romancheva N.I., Stratienko A.N., Solomentsev V.V. // Polzunovskiy Bulletin, 2016, Vol.3. - S. 82-86.
2. Lebedev, B.V. Monitoring of vertical separation means based on the use of automatic dependent broadcast-type surveillance, Moscow: Aerospace Instrumentation, 2003. – p. 130.
3. Automatic dependent observation. <https://leksii.org/3-4464.html>. 03/05/2023.
4. Automatic dependent surveillance broadcast. https://en.wikibrief.org/wiki/Automatic_dependent_surveillance_-_broadcast. 03/05/2023.
5. [RTL-SDR] RTLSDR ADS-B reception. <https://russianblogs.com/article/2260621862/>. 03.03.2023.
6. Rudelson L.E. Software for automated air traffic control systems. Part II. Functional software. Book 6. Data processing of automatic dependent observation. M.: MGTU GA, 2005. - p. 96.
7. ADS-B for Dummies-1090ES v04. https://www.sigidwiki.com/images/1/15/ADS-B_for_Dummies.pdf. 03.03.2023.
8. Mode S of the secondary radar system. <https://helpiks.org/3-95226.html>. 03/04/2023
9. Boiko O.V., Zhuravlev D.V., Safonov I.A. Study of the possibility of building a monitoring system for 2G-5G networks based on a commercial SDR platform // Radar, navigation, communication: Proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference, 2018, Volume 5. - P. 37-44.
10. Boyko O.V., Zhuravlev D.V., Safonov I.A. Monitoring system for mobile radio communication 2G-4G networks // Bulletin of the Voronezh State Technical University. - 2018 T.14. - No. 4. - P. 117-121.
11. Boyko O.V., Zhuravlev D.V., Safonov I.A. Signal analysis in 2G-5G networks using software-defined radio // Abstracts of the scientific conference "Complex problems of technosphere safety". Proceedings of the international scientific and practical conference, Voronezh: VSTU, 2018. Part III, - P. 194-198.
12. Zhuravlev D.V., Sivash M.A., Boyko O.V. Laboratory complex "Universal software-defined radio system" // RLNC 2019 "Radar, navigation, communication". Materials of the XXV international scientific and technical conference in 6 volumes, Voronezh. 2019, - V. 5, - S. 297 - 301.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ МИМО РАДАРА

В. Ю. Волков^{1,2}

¹Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»,
Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача формирования диаграмм направленности совмещенного МИМО радара. Исследуется форма и свойства боковых лепестков амплитудной диаграммы направленности в зависимости от геометрической конфигурации многоэлементной антенной системы. Исследованы линейные совмещенные и разреженные структуры с равномерным и неравномерным расположением элементов. Проведено сравнение амплитудных диаграмм направленности МИМО радара и двухсторонней ФАР.

Ключевые слова: МИМО радар; диаграмма направленности; уровень боковых лепестков; отношение сигнал/шум.

RESEARCH OF DIRECTIONAL DIAGRAMS MIMO RADAR ANTENNAS

V. Yu. Volkov

¹Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUA),
Saint-Petersburg, Russia

²Saint-Petersburg State Electrotechnical University (LETI),
Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The problem of forming directional patterns of a combined MIMO radar is considered. The shape and properties of the side lobes of the amplitude radiation pattern in depending on the geometric configuration of the multi-element antenna system. Investigated linear combined and sparse structures with uniform and uneven arrangement elements. A comparison of the amplitude radiation patterns of the MIMO radar and two-way phased array.

Keywords: MIMO radar; radiation pattern; side lobe level; signal-to-noise ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

За последнее десятилетие антенные системы с несколькими входами и несколькими выходами (МИМО) привлекли значительное внимание исследователей в области систем связи, особенно для радиолокационных систем [1-11]. Использование нескольких антенн как на передачу, так и на прием позволяет улучшить разнесение, увеличить пропускную способность канала и снизить частоту ошибок в битах [2].

Было разработано множество подходов к МИМО-радару, которые базируются вокруг основной идеи использования разнообразия форм сигналов. В зависимости от используемых конфигураций антенных решеток радары МИМО можно разделить на два основных типа. Первый тип (widely separated) использует широко разнесенные (относительно длины волны) передающие/приемные антенны для анализа пространственного разнообразия ЭПР цели [3]. Второй тип – совмещенный (co-located) МИМО-радар, где передающая и приемная антенны расположены близко друг к другу. Иногда такой радар называют когерентным МИМО радаром [4]. В этом случае обычно

предполагается, что цель находится в дальней зоне, и, следовательно, используется модель сигнала точечного источника. Именно такой радар и будет здесь объектом рассмотрения. Полезный эффект в данном случае, сводится к увеличению виртуальной апертуры решетки из-за того факта, что одна и та же приемная решетка принимает множество независимых форм сигнала [1,5].

Во многих исследованиях отмечается, что данная технология позволяет улучшить угловое разрешение, увеличить верхний предел количества обнаруживаемых целей, улучшить возможность идентификации параметров, расширить апертуру решетки с помощью виртуальных датчиков и повысить гибкость конструкции приемо-передающего луча. Однако эти преимущества достигаются ценой потери когерентности в передающей антенне, обеспечиваемой радаром с фазированной антенной решеткой. Следовательно, в радаре MIMO с совместно размещенными антеннами может возникать потеря формы луча [6,7]. Для преодоления этой слабости MIMO радара в [5] предложено разбиение исходной решетки на подрешетки, которые могут частично перекрываться.

Вопросы синтеза сигналов для MIMO радара широко исследуются в литературе [11]. Далее будем считать, что сигналы с каждого передающего элемента антенны являются независимыми. Фундаментальное преимущество когерентных MIMO-радаров заключается в том, что они позволяют использовать разреженные массивы антенных элементов без неблагоприятного воздействия боковых лепестков. Такие массивы позволяют улучшить оценки направлений прихода и минимальную обнаруживаемую скорость объектов [4].

2. ВИРТУАЛЬНАЯ АПЕРТУРА МИМО РАДАРА

Задачей обработки сигналов радара является оценивание и интерпретация радиолокационного канала, который расположен между передающими и приемными элементами, и содержит движущиеся цели и помехи.

Пусть антенная система содержит N_t передающих и N_r приемных элементов. Передающие антенны излучают независимые комплексные сигналы, формы которых содержатся в строках матрицы S . В случае дискретного полосового сигнала матрица $N_{Rx}N_t$ наблюдений может быть представлена в виде [12-15]:

$$\mathbf{Z} = \sum_{\delta} \mathbf{H}_{\delta} \mathbf{S}_{\delta} + \mathbf{N}.$$

где матрица \mathbf{N} размера $N_{Rx}1$ включает шум и внешние помехи. Суммирование осуществляется по значениям δ задержек сигналов. Если облучаемый сектор содержит одиночный отражатель, расположенный в дальней зоне, то канальная матрица \mathbf{H}_{δ} размера $N_{Rx}N_t$ содержит элементы

$$(\mathbf{H}_{\delta})_{m,n} = \exp(jk_0 \mathbf{u}(\mathbf{x}_m + \mathbf{y}_n)).$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda$; $k\mathbf{u}$ – волновой вектор; \mathbf{x}_m и \mathbf{y}_n есть трехмерные векторы координат антенных элементов. Аргументы под экспонентой отражают различные временные задержки между передающими и приемными фазовыми центрами для данного отражателя в направлении \mathbf{u} .

Рассмотрение канальной матрицы позволяет установить наличие виртуальных антенных элементов, расположение которых может отличаться от координат исходных элементов. К тому же, часть элементов обычно повторяется несколько раз, т. е. виртуальная решетка оказывается переопределенной [8,12].

Представляет интерес анализ различных геометрических структур, отличающихся расположением антенных элементов MIMO радара. Варианты структур могут содержать как совмещенные приемо-передающие элементы, так и разреженные структуры. Исследуются свойства амплитудных диаграмм направленности (ДН) виртуальных

решеток. Анализируется ширина диаграммы направленности и уровни боковых лепестков. Влияние шума и помех будет рассмотрено отдельно. В данной работе рассмотрены линейные решетки, хотя некоторые результаты можно обобщить и на нелинейные структуры.

3. АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ С СОВМЕЩЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

В этом варианте геометрии расстояния между элементами приемной и передающей антенн одинаковы, и равны половине длины волны излучения. Изначально часть элементов приемной и передающей антенн совмещены. Допускается сдвиг координат элементов одной из антенн по отношению к другой, что не влияет на характеристики амплитудной диаграммы направленности. Различают также линейные решетки с равномерным расположением элементов (ULA), и неравномерным.

A. $N_T = 2, N_R = 2$; расстояние между элементами $\lambda/2$

В случае двух передающих и двух приемных элементов в ММО структуре появляется третий виртуальный элемент [1]. На рис. 1 представлены амплитудная ДН (АТ) для фазированной решетки на передачу (на прием АР точно такая же), произведение (АТР) этих двух ДН, которое эквивалентно двусторонней ФАР. При построении ДН ММО радара (АМ) было устранено переопределение антенных элементов. В этом случае виртуальная решетка состоит из трех элементов и нули главного лепестка расположены ближе друг к другу, чем в случае двусторонней ФАР. Платой за сужение главного лепестка является помимо уменьшения коэффициента передачи появление значительных боковых лепестков.

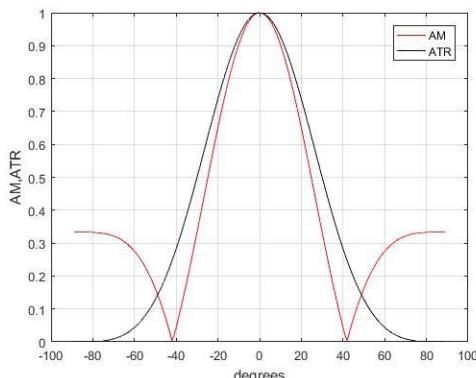


Рис. 1. Диаграммы направленности для двух передающих и двух приемных элементов: АТР – на передачу и прием; АМ – ММО антенна

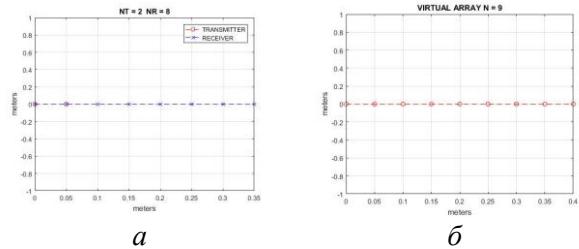


Рис. 2. Расположение элементов: *а* – физическая решетка из двух передающих и восьми приемных элементов; *б* – ММО виртуальная решетка

B. $N_T = 2, N_R = 8$; равномерное расположение элементов через $\lambda/2$

Исключая переопределенные элементы, можно получить виртуальную равномерную ММО решетку, содержащую девять элементов, расположенных через $\lambda/2$ (рис. 2). На рис. 3 заметно небольшое сужение виртуальной ДН ММО, но заметно возрастание уровней боковых лепестков.

B. $N_T = 4, N_R = 4$; равномерное расположение элементов через $\lambda/2$

Случай четырех передающих и четырех приемных совмещенных элементов, расположенных через $\lambda/2$, представлен на рис. 4. Если исключить переопределение элементов, то виртуальная ММО структура представляет сплошную линейную решетку

из семи элементов. В результате ДН МММО решетки также имеет меньшее расстояние между нулями, чем двусторонняя ФАР (АТР).

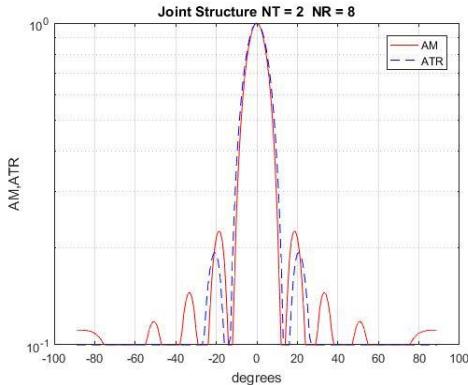


Рис. 3. Диаграммы направленности: АТР – на передачу и прием; АМ – МММО антенна

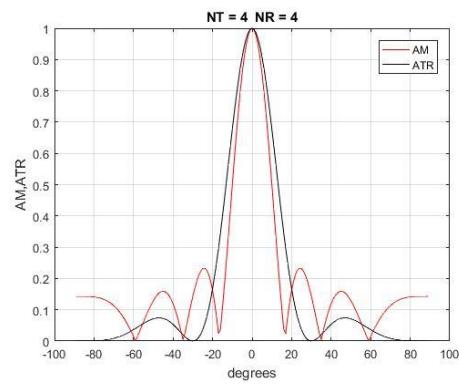


Рис. 4. Диаграммы направленности: АТР – на передачу и прием; АМ – МММО антенна

Совмещенные элементы позволяют создать более узкие ДН за счет увеличения виртуальной апертуры. Однако уровни боковых лепестков существенно возрастают. Попытки использования оконных функций (Хэмминга, Ханна и др.) приводят к их уменьшению, однако при этом ширина ДН увеличивается, нивелируя достигнутое сужение.

Г. $N_T = 4$, $N_R = 4$; неравномерное расположение элементов [9]: λ , $3\lambda/2$, 2λ .

Виртуальная МММО решетка содержит 10 элементов (рис. 5). Она слегка проигрывает в усиении, но уровни максимальных боковых лепестков у нее несколько ниже (рис. 6).

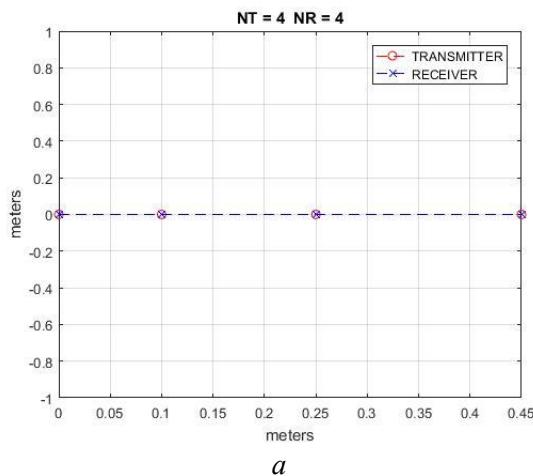
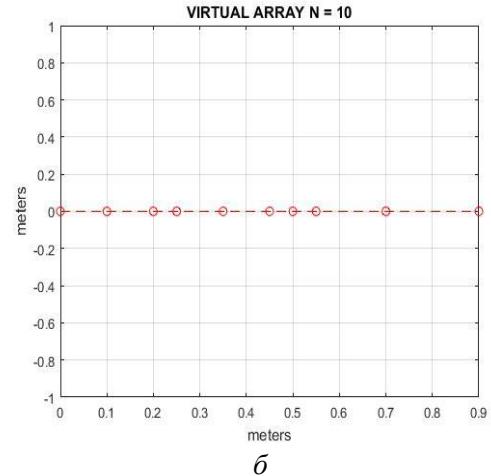


Рис. 5. Расположение четырех передающих и четырех приемных элементов: а – физическая решетка; б – МММО виртуальная решетка



4. АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ С РАЗРЕЖЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Как правило в этих конфигурациях используются несовмещенные передающие и приемные антенные элементы.

А. $N_T = 2$, $N_R = 2$; sparse T-R-R-T, Расстояние между приемными элементами $d = \lambda/2$, между передающими элементами $3\lambda/2$

Виртуальная MIMO решетка в этом случае содержит четыре элемента с разнесениями $\lambda/2$; λ ; $\lambda/2$. Если сравнить ее со сплошной (filled) решеткой (ФАР), у которой все разнесения равны $\lambda/2$, то MIMO антенна обеспечивает некоторое сужение главного лепестка ценой увеличения уровня боковых лепестков (рис. 7).

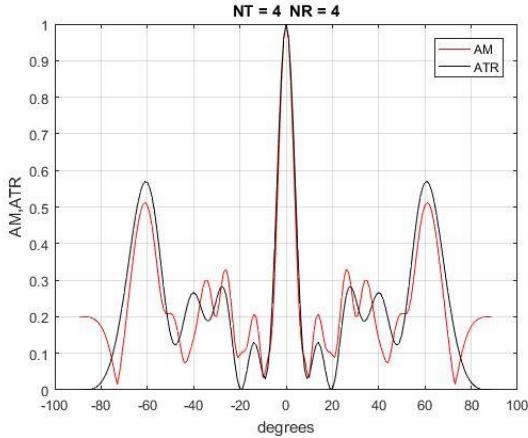


Рис. 6. Диаграммы направленности решеток с неравномерным расположением четырех совмещенных элементов: ATR – на передачу и прием; AM – MIMO антенна

B. $NT = 2$, $NR = 2$; sparse R-T-T-R, Расстояние между приемными элементами $3\lambda/2$, между передающими $d = \lambda/2$.

Данная структура имеет более широкую ДН на передачу, чем предыдущая, но виртуальная MIMO решетки полностью совпадает с изображенной на рис. 7.

B. $NT = 2$, $NR = 8$; sparse, расстояние между передающими элементами $d = 7\lambda/2$, между приемными элементами $\lambda/2$.

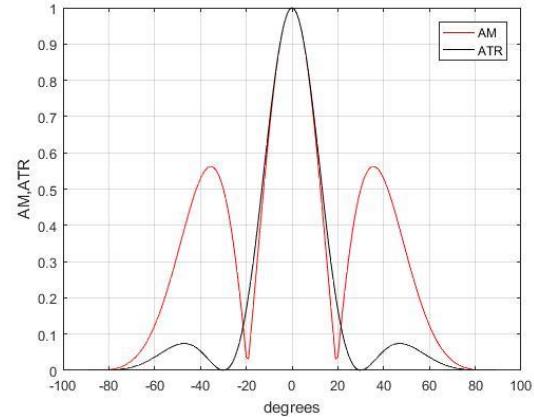
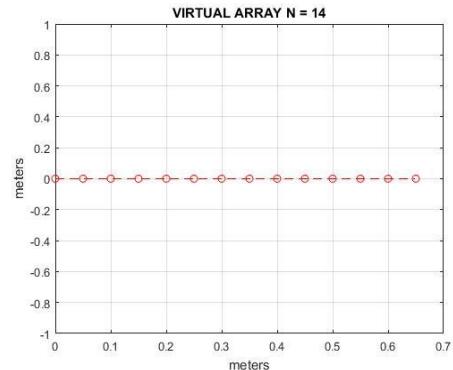
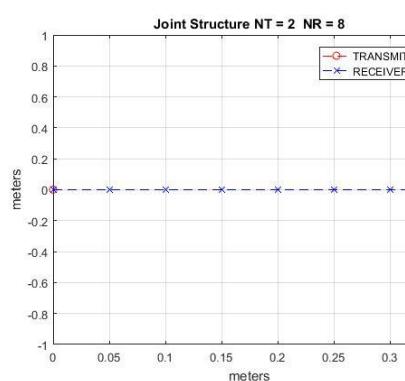


Рис. 7. Диаграммы направленности для разреженной структуры T-R-R-T с двумя передающими и двумя приемными элементами: ATR – двусторонняя ФАР; AM – MIMO антенна



a

б

Рис. 8. Расположение элементов разреженной решетки с двумя передающими и восемью приемными элементами: *а* – физическая решетка; *б* – MIMO виртуальная решетка

В данном случае виртуальная решетка содержит 14 элементов (рис. 8). Диаграмма направленности имеет такой же главный лепесток, как и двусторонняя ФАР, однако боковые лепестки располагаются иначе (рис. 9).

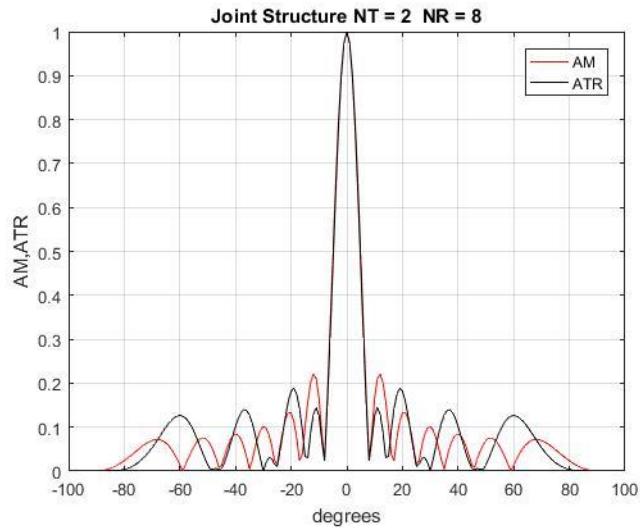


Рис. 9. Диаграммы направленности для двух передающих и восьми приемных элементов: АТР – на передачу и прием; АМ – МИМО антенна

Г. $NT = 2$, $NR = 8$; sparse, расстояние между передающими элементами $d = \lambda/2$, между приемными элементами λ .

Такая конфигурация приведена в [1,6] и названа *interleaved* (чередование). Виртуальная решетка, как и ранее, содержит 14 элементов (Рис. 10). Можно заметить некоторое увеличение ширины главного лепестка по отношению к двусторонней ФАР (АТР) (Рис. 11).

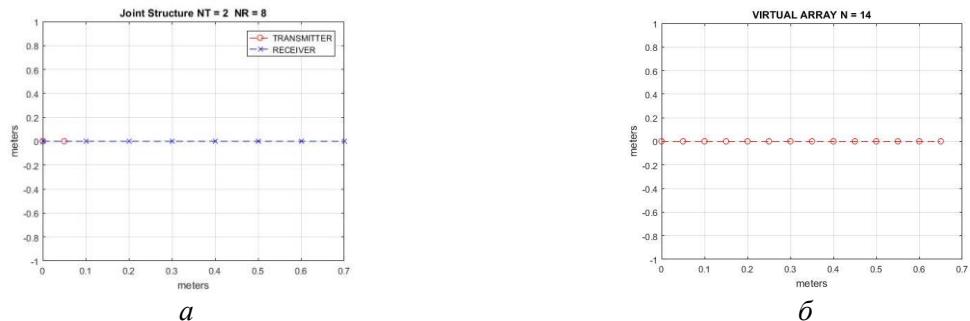


Рис. 10. Расположение элементов для решетки interleaved: а – физическая решетка; б - МИМО виртуальная решетка

Д. $NT = 2$, $NR = 8$; sparse, расстояние между приемными элементами $d = \lambda/2$, между передающими элементами 4λ

В [1,6] эта конфигурация называется *stacked* (вложение). Все приемные элементы располагаются между двумя передающими. Виртуальная решетка содержит 16 элементов и аналогична рис. 10,б. В силу большего числа виртуальных элементов главный лепесток ДН уже, чем для предыдущей конфигурации (Рис. 12).

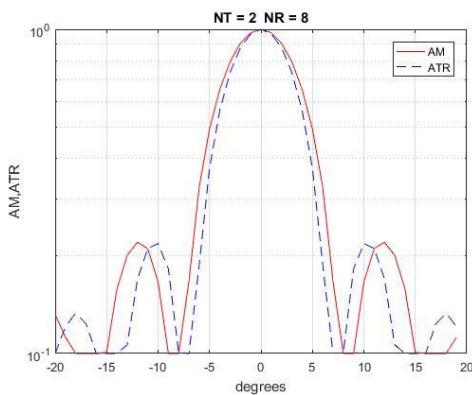


Рис. 11. Диаграммы направленности для конфигурации *interleaved*: ATR – на передачу и прием; AM – MIMO антенна

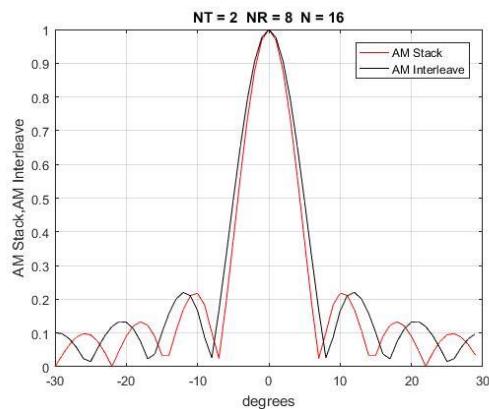


Рис. 12. Диаграммы направленности MIMO решеток 2x8 для конфигураций *Stacked* и *Interleaved*

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены амплитудные диаграммы направленности антенных решеток совмещенного (collocated) MIMO радара. Исследованы линейные совмещенные и разреженные структуры с равномерным и неравномерным расположением элементов. Для анализа диаграмм направленности выбраны структуры с малым числом антенных элементов. Рассмотренные конфигурации имеют практическое значение для построения автомобильных MIMO радаров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Modern Radar for Automotive Applications. Edited by Zhengyu Peng, Changzhi Li and Faruk Uysal. The Institution of Engineering and Technology, London, 2022.
2. Vahdani R., Bizaki H. K., Joshaghani M. F. Additional degree of freedom in phased-MIMO radar signal design using space-time codes. // Etri Journal, 2021, V. 43(4), - P. 640-649.
DOI: 10.4218/etrij.2020-0031.
3. Haimovich A. M., Bluma R. S., Cimini L. MIMO radar with widely separated antennas. // IEEE Signal Process. Mag., 2008, V. 25 (1), - P. 116-129.
4. Bliss D. W., et al. GMTI MIMO radar. 2009 International Waveform Diversity and Design Conference, - P. 118-122. <http://dx.doi.org/10.1109/WDDC.2009.4800327>
5. Hassanien A., Vorobyov S. A. Phased-MIMO radar: a tradeoff between phased-array and mimo radars. // IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, V. 58 (6), - P. 3137–3151.
6. Li J., Stoica P. MIMO radar with colocated antennas. // IEEE Signal Processing Mag., 2007, V. 24, - P. 106–114.
7. Bekkerman I., Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars. // IEEE Trans. Signal Processing, 2006, V. 54, - P. 3873–3883.
8. Li J., Stoica P. MIMO Radar Signal Processing, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 2009.
9. Wen-Qin Wang. Virtual Antenna Array Analysis for MIMO Synthetic Aperture Radars. // Int. J. of Antennas and Propagation, 2012, V. 2012, Article ID 587276, doi:10.1155/2012/587276.
10. Friedlander B. On the Relationship Between MIMO and SIMO Radars. // IEEE Trans. Signal Process., 2009, V. 57(1), - P. 394–398.

11. Raei E., Alaee-Kerahroodi M., Bhavani Shankar. M. R. Spatial- and Range- ISLR Trade-off in MIMO Radar via Waveform Correlation Optimization. // IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, V. 69, - P. 3283 – 3298.
12. Bliss D. W., et al. GMTI MIMO radar. Waveform Diversity and Design Conference, 2009 International. - P. 118-122.
13. MIMO Radar. Theory and Application, Jamie Bergin, Joseph R. Guerci (Eds.). Artech house, Boston, London, 2018.
14. Sun S., Petropulu A. P., Poor H. V. MIMO radar for advanced driver-assistance systems and autonomous driving: advantages and challenges. // IEEE Signal Processing Magazine, 2020, V. 37(4), - P. 98–117.

REFERENCES

1. Modern Radar for Automotive Applications. Edited by Zhengyu Peng, Changzhi Li and Faruk Uysal. The Institution of Engineering and Technology, London, 2022.
2. Vahdani R., Bizaki H. K., Joshaghani M. F. Additional degree of freedom in phased-MIMO radar signal design using space-time codes. // Etri Journal, 2021, V. 43(4), - P. 640-649.
DOI: 10.4218/etrij.2020-0031.
3. Haimovich A. M., Bluma R. S., Cimini L. MIMO radar with widely separated antennas. // IEEE Signal Process. Mag., 2008, V. 25 (1), - P. 116-129.
4. Bliss D. W., et al. GMTI MIMO radar. 2009 International Waveform Diversity and Design Conference, - P. 118-122. <http://dx.doi.org/10.1109/WDDC.2009.4800327>
5. Hassani A., Vorobyov S. A. Phased-MIMO radar: a tradeoff between phased-array and mimo radars. // IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, V. 58 (6), - P. 3137–3151.
6. Li J., Stoica P. MIMO radar with colocated antennas. // IEEE Signal Processing Mag., 2007, V. 24, - P. 106–114.
7. Bekerman I., Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars. // IEEE Trans. Signal Processing, 2006, V. 54, - P. 3873–3883.
8. Li J., Stoica P. MIMO Radar Signal Processing, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 2009.
9. Wen-Qin Wang. Virtual Antenna Array Analysis for MIMO Synthetic Aperture Radars. // Int. J. of Antennas and Propagation, 2012, V. 2012, Article ID 587276, doi:10.1155/2012/587276.
10. Friedlander B. On the Relationship Between MIMO and SIMO Radars. // IEEE Trans. Signal Process., 2009, V. 57(1), - P. 394–398.
11. Raei E., Alaee-Kerahroodi M., Bhavani Shankar. M. R. Spatial- and Range- ISLR Trade-off in MIMO Radar via Waveform Correlation Optimization. // IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, V. 69, - P. 3283 – 3298.
12. Bliss D. W., et al. GMTI MIMO radar. Waveform Diversity and Design Conference, 2009 International. - P. 118-122.
13. MIMO Radar. Theory and Application, Jamie Bergin, Joseph R. Guerci (Eds.). Artech house, Boston, London, 2018.
14. Sun S., Petropulu A. P., Poor H. V. MIMO radar for advanced driver-assistance systems and autonomous driving: advantages and challenges. // IEEE Signal Processing Magazine, 2020, V. 37(4), - P. 98–117.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

С. М. Костромицкий¹, Д. С. Нефёдов²

¹Республиканское НПУП «Центр радиотехники НАН Беларусь», Минск, Беларусь

²Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

Аннотация. В докладе представлены результаты исследований времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд радиолокационных сигналов, отраженных от беспилотных летательных аппаратов. Исследования проведены методом комбинированного моделирования, сочетающего натурные измерения диаграммы обратного вторичного излучения и ориентации беспилотного летательного аппарата в пространстве с математическим моделированием временной структуры и корреляционной функции отраженного сигнала.

Ключевые слова: время корреляции флуктуаций; радиолокационное наблюдение; беспилотный летательный аппарат; диаграмма обратного вторичного излучения.

INVESTIGATION OF CORRELATION PROPERTIES OF SIGNALS REFLECTED FROM UNMANNED AERIAL VEHICLES

S. M. Kostromitsky¹, D. S. Nefedov²

¹Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus

²Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Belarus

Abstract. The report presents the results of studies of the correlation time of fluctuations of complex amplitudes of radar echo-signals from unmanned aerial vehicles. The research was carried out by the method of combined modeling, comprising full-scale measurements of the radar back-scattering diagram and the orientation of an unmanned aerial vehicle in space with mathematical modeling of the time structure and correlation function of the echo-signal.

Keywords: coherence interval; radar; unmanned aerial vehicle radar back-scattering diagram.

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиолокационное обнаружение малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БЛА), как правило, осуществляется на небольшой дальности в несколько километров, обусловленной сверхмалыми значениями эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) и особенностями траекторий полета БЛА (зависание, полет на малых и предельно малых высотах).

Актуальной является необходимость решения задачи повышения дальности обнаружения БЛА при противоречивом требовании по снижению мощности излучения, которая для систем обнаружения мирного времени определяется санитарными нормами, требованиями к энергопотреблению и электромагнитной совместимости, а для систем обнаружения военного времени – обеспечением живучести и электромагнитной совместимости радиолокационных станций (РЛС) с другими радиотехническими средствами.

При ограничениях на мощность излучаемой энергии и коэффициент усиления антенны, особенно характерных для малогабаритных РЛС, повышения дальности обнаружения можно добиться увеличением времени когерентного накопления или снижением порогового отношения сигнал / шум.

Известно, что одним из существенных факторов, ограничивающих длительность когерентного накопления, является время корреляции флуктуаций (амплитудных и фазовых) отраженных сигналов (ОС), которое не зависит от наблюдателя. На сегодняшний день вопрос определения рационального времени когерентного накопления при обнаружении БЛА является не решенным и приобретает особое значение. С одной стороны, для обеспечения выигрыша в отношении сигнал / шум и эффективной селекции движущихся целей, время когерентного накопления следует увеличивать. С другой стороны, накопление ОС за пределами времени его когерентности приводит к необоснованному снижению темпа обзора РЛС, не позволяющему реализовать эффективную вторичную обработку, только после которой становится возможной выдача целеуказания средствам подавления.

В докладе представлены результаты исследований времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд сигналов, отраженных от малоразмерных БЛА мультироторного типа. Исследования проведены в широком диапазоне частот, охватывающем S, C, X и Ku диапазоны.

2. МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ

При радиолокационном наблюдении в реальных условиях имеет место перемещение центра масс цели относительно РЛС. В результате этого рассеивающие свойства объекта во время наблюдения за ним непрерывно меняются, обусловливая соответствующие изменения параметров ОС. Трансформация временной структуры ОС в достаточной степени характеризуется корреляционной функцией, ширина главного лепестка которой называется временем корреляции.

Оценку вида корреляционной функции и времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд ОС можно получить в результате анализа процесса локации объекта на частотном или временном интервале изменений параметров. Поэтому наиболее объективные данные о флуктуациях ОС БЛА, движущегося относительно РЛС, можно получить при летных испытаниях. Основная трудность практического использования данного метода – необходимость создания измерительной РЛС, а также трудность организации летного эксперимента. В связи с этим для получения оценки времени корреляции флуктуаций используется теоретическое или комбинированное моделирование, сочетающее математическое моделирование с результатами натурных измерений [1].

Структурная схема, поясняющая последовательность исследований времени корреляции флуктуаций сигналов, отраженных от БЛА представлена на рисунке 1.

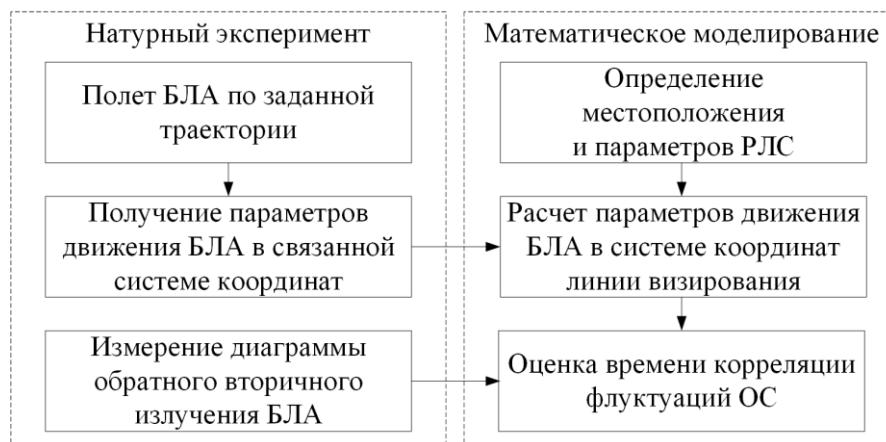


Рис. 1. Структурная схема исследований корреляционных свойств сигналов, отраженных от БЛА

Кратко охарактеризуем основные этапы исследований.

а. Полет по заданной траектории и получение параметров движения БЛА в связанной системе координат

Полетное задание БЛА предусматривает полет по траектории, включающей набор высоты и зависание на различных высотах, прямолинейный полет с фиксированной скоростью, интенсивное маневрирование БЛА (резкое изменение направления полета, вращение по азимуту).

В результате полета на внутренней памяти полетного контроллера БЛА формируется файл с информацией о полете – файл телеметрии. Файл телеметрии содержит исходные данные, необходимые для дальнейших расчетов и проведения математического моделирования: угол курса, тангажа и крена БЛА в связанной системе координат (СК); географические координаты БЛА в земной СК; высота полета.

б. Определение местоположения и параметров РЛС, расчет параметров движения БЛА в системе координат линии визирования

Данный этап предполагает пересчет координат БЛА из связанной СК в СК линии визирования РЛС. Для пояснения последовательности пересчета на рисунке 2 изображено взаимное пространственное расположение РЛС, БЛА, связанной СК и СК линии визирования.

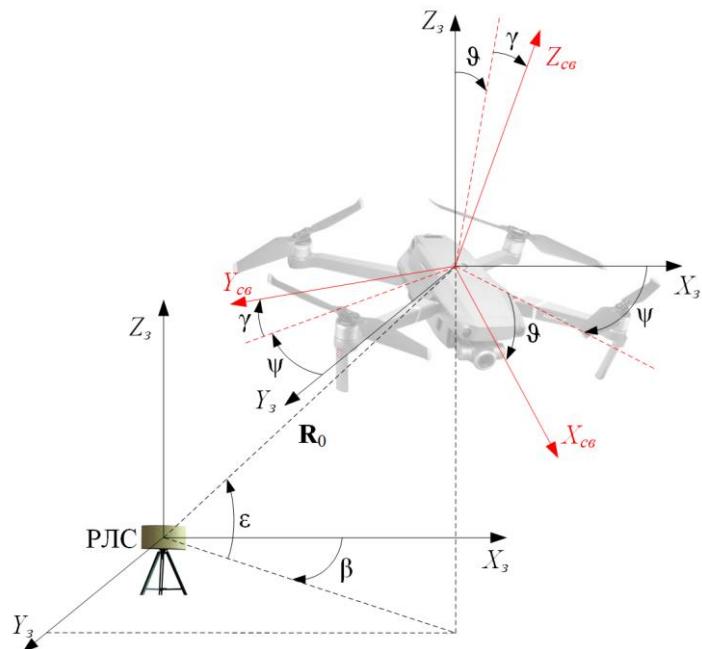


Рис. 2. Взаимное пространственное положение РЛС и БЛА

Начало отсчета СК линии визирования совпадает с фазовым центром антенной системы РЛС. Исходными данными для расчетов являются: высота точки стояния РЛС; удаление РЛС от БЛА и азимут БЛА относительно РЛС в начальный момент времени; геодезические координаты, высота полета и углы Эйлера БЛА.

Последовательность расчетов включает [2–4]:

1. Преобразование геодезических координат БЛА в плоские прямоугольные координаты. Для преобразования использованы выражения (25)–(28) государственного стандарта, устанавливающего методы преобразований координат [2]. При пересчете сделано допущение о плоской поверхности Земли, что оправдано в диапазоне малых дальностей обнаружения БЛА (не более 10 км).

2. Расчет сферических координат БЛА в СК линии визирования ($\mathbf{R}^0, \beta, \varepsilon$).
3. Переход от связанной СК к земной СК путем поворота вокруг осей OY , OZ и OX на углы курса (ψ), тангажа (ϑ) и крена (γ) БЛА.
4. Переход от земной СК к СК линии визирования поворотом на азимут (β) и угол места (ε) БЛА.
5. Расчет углов курса и тангажа БЛА относительно линии визирования ($\psi_{\text{лв}}, \vartheta_{\text{лв}}$).
6. Переход от СК линии визирования к связанной СК поворотом на углы ($\psi_{\text{лв}}, \vartheta_{\text{лв}}$).
7. Расчет угла крена в СК линии визирования $\gamma_{\text{лв}}$.

в. Измерение диаграммы обратного вторичного излучения БЛА

Диаграмма обратного вторичного излучения (ДОВИ) БЛА на различных поляризациях получена методом частотно-временных преобразований. Метод основан на использовании стробоскопического преобразования формы сверхкоротких (сверхширокополосных) импульсов, прошедших через систему «передающая антенна – объект исследования – приемная антенна» с последующим переходом в частотную область посредством вычисления дискретного преобразования Фурье, что позволяет восстановить характеристики рассеяния объекта и его элементов в широкой полосе частот (в пределах спектра зондирующих импульсов). Выполнение измерений таким методом может осуществляться при минимальных требованиях к внешним условиям (выполнение измерений в производственных помещениях, без покрытия стен радиопрозрачным материалом) [5].

Измерение выполнено с использованием аппаратуры «Geozondas ISAR & RCS Measurement System», обеспечивающей измерение диаграммы обратного вторичного излучения с погрешностью 10 % в диапазоне частот 3...18 ГГц. Схема проведения измерений представлена на рисунке 3.

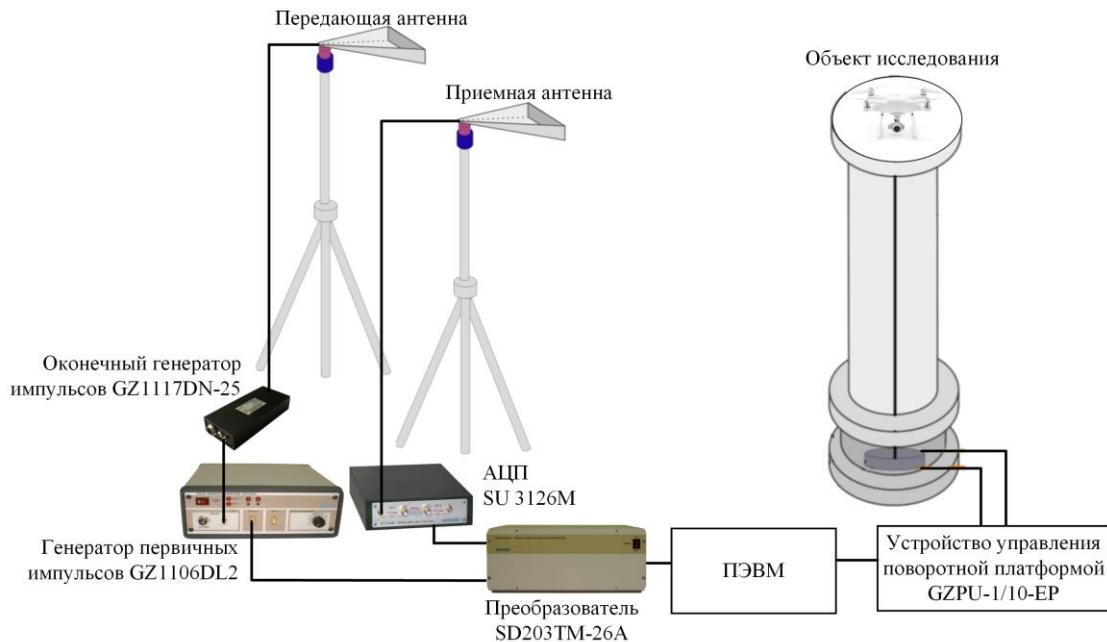


Рис. 3. Схема проведения измерений диаграммы обратного вторичного излучения малоразмерных БЛА

Выбор натурного метода измерения ДОВИ БЛА обусловлен следующими причинами:

– основной вклад в формирование ДОВИ БЛА, корпус которых, как правило, изготовлен из диэлектрических материалов, вносят характерные токопроводящие элементы конструкции (печатные платы устройств управления, аккумуляторная батарея, винты, проводники, обмотка и валы электродвигателей, целевые нагрузки), что усложняет построение трехмерной модели отражающей поверхности БЛА, а соответственно ограничивает использование методов электродинамического моделирования;

– в диапазоне частот РЛС обнаружения (2...18 ГГц) размеры БЛА (токопроводящих элементов конструкции) соизмеримы с длиной волны, а отражения могут иметь резонансный характер, что в совокупности с отсутствием точной трехмерной модели БЛА может привести к дополнительным погрешностям измерений.

г. Оценка времени корреляции флюктуаций комплексных амплитуд отраженного сигнала

На основании измеренной ДОВИ, а также данных о траектории и ориентации БЛА относительно РЛС, определяется корреляционная функция комплексной огибающей ОС [6]:

$$R_m(\tau) = \overline{E_c(t) E_c^*(t-\tau)} e^{j[\varphi_c(t)-\varphi_c(t-\tau)]} = 2\sigma_c^2 r_c(\tau), \quad (1)$$

где $E_c(t) = 2\sqrt{\sigma_{BLA} [\psi_{\text{бл}}(t), \vartheta_{\text{бл}}(t), \gamma_{\text{бл}}(t)]}$ – случайная амплитуда ОС;

$\sigma_{BLA} [\psi_{\text{бл}}(t), \vartheta_{\text{бл}}(t), \gamma_{\text{бл}}(t)]$ – значение ЭПР БЛА, как функции углов ориентации БЛА в СК линии визирования;

$\varphi_c(t)$ – случайная фаза ОС;

σ_c^2 – средняя мощность ОС;

$r_c(\tau)$ – нормированная корреляционная функция флюктуаций ОС.

Время корреляции флюктуаций комплексных амплитуд ОС определяется как полуширина основного лепестка нормированной корреляционной функции:

$$\tau_c = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} r_c(\tau) d\tau. \quad (2)$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Исследования корреляционных свойств ОС проводились для двух БЛА квадрокоптерного типа, изображенных на рисунке 4.



Рис. 4. Внешний вид исследуемых БЛА:
а – БЛА «DJI Mavic 2 Pro»; б – БЛА «DJI Phantom 4 Pro»

Усредненные результаты измерений параметров ДОВИ (на горизонтальной поляризации) и времени корреляции флюктуаций комплексных амплитуд ОС представлены в таблицах 1–3.

Таблица 1. Параметры диаграммы обратного вторичного излучения
БЛА «DJI Mavic 2 Pro»

Параметр ДОВИ	Диапазон частот			
	S (2...4 ГГц)	C (4...8 ГГц)	X (8...12 ГГц)	Ku (12...18 ГГц)
Среднее значение ЭПР, м ²	0,035	0,016	0,019	0,037
Среднее значение ЭПР в диапазоне углов курса 0...30 °, м ²	0,027	0,021	0,017	0,05
Средняя ширина лепестка ДОВИ, °	1,9	1,6	1,5	1,4

Таблица 2. Параметры диаграммы обратного вторичного излучения
БЛА «DJI Phantom 4 Pro»

Параметр ДОВИ	Диапазон частот			
	S (2...4 ГГц)	C (4...8 ГГц)	X (8...12 ГГц)	Ku (12...18 ГГц)
Среднее значение ЭПР, м ²	0,042	0,017	0,01	0,015
Среднее значение ЭПР в диапазоне углов курса 0...30 °, м ²	0,047	0,031	0,017	0,017
Средняя ширина лепестка ДОВИ, °	2,0	1,9	1,5	1,5

Таблица 3. Результаты оценки времени корреляции флюктуаций комплексных амплитуд ОС БЛА

Наименование БЛА	Траектория полета	Время корреляции флюктуаций для диапазона частот, мс			
		S	C	X	Ku
DJI Mavic 2 Pro	Набор высоты и зависание	210	180	155	140
	Прямолинейный полет ($V = 3 \dots 10$ м/с)	180	170	150	125
	Интенсивное маневрирование	85	90	65	30
DJI Phantom 4 Pro	Набор высоты и зависание	155	145	120	110
	Прямолинейный полет ($V = 8 \dots 10$ м/с)	190	175	145	130
	Интенсивное маневрирование	80	60	55	40

В результате измерений отражательной способности БЛА установлено, что значения их ЭПР составляют порядка нескольких сотых квадратных метров. Примечательно, что значения ЭПР малоразмерных БЛА мультироторного типа соизмеримы со значениями ЭПР птиц [7], что при идентичных скоростях полета значительно повышает актуальность задачи селекции БЛА и птиц. Решение данной задачи возможно, например, за счет распознавания БЛА по микро-Доплеровскому портрету или траекторной обработки.

Пространственное движение БЛА, обладающего многолепестковой изрезанной ДОВИ, приводит к флюктуациям комплексной огибающей ОС. С ростом частоты наблюдается общая тенденция к снижению времени корреляции флюктуаций, что можно пояснить сужением ширины лепестка ДОВИ. Примерное значение времени корреляции флюктуаций можно оценить с использованием выражения [9, 10]:

$$\tau_c = \frac{\Delta\theta}{2\omega_a}, \quad (3)$$

где ω_a – скорость вращения цели;

$\Delta\theta$ – средняя ширина лепестка ДОВИ.

Время корреляции флюктуаций комплексных амплитуд ОС находится в сильной зависимости от характера движения БЛА. При зависании, плавном наборе высоты и прямолинейном полете БЛА время корреляции флюктуаций составляет сотни миллисекунд. Интенсивное маневрирование БЛА с резким изменением направления полета приводит к значительному сокращению времени корреляции флюктуаций, вплоть до значений 20...30 мс.

Результаты исследований свидетельствуют о возможности аппроксимации корреляционной функции флюктуаций ОС экспоненциальной зависимостью, что имеет место для других типов целей [6]. В качестве примера на рисунке 5 изображены нормированные корреляционные функции флюктуаций ОС для зависшего и интенсивно маневрирующего БЛА «DJI Mavic 2 Pro» и их аппроксимации. Оценочные значения времени корреляции флюктуаций комплексных амплитуд ОС составили 175 и 23 мс соответственно.

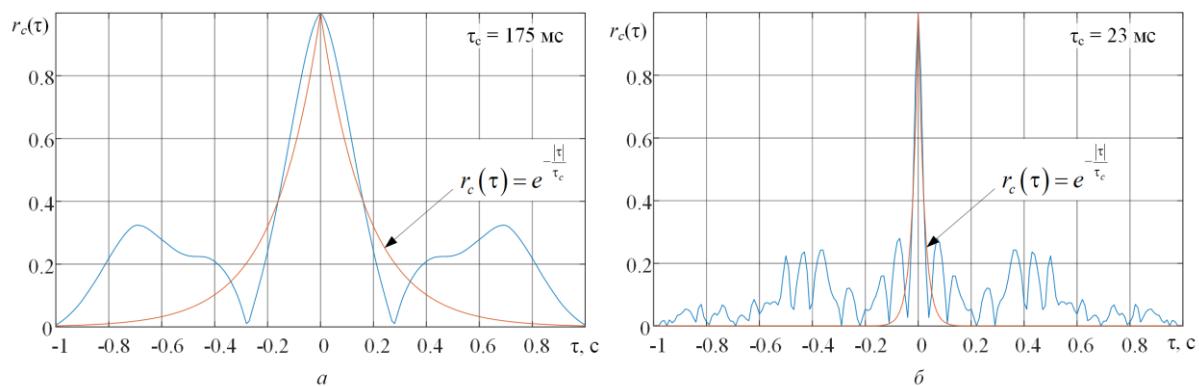


Рис. 5 – Нормированная корреляционная функция флюктуаций ОС:
а – зависший БЛА; б – интенсивно маневрирующий БЛА

Дополнительным подтверждением корректности полученных результатов может служить их сравнительная оценка с результатами других исследователей [10–17]. Можно отметить, что полученные данные хорошо согласуются как по оценкам параметров ДОВИ, так и по значению времени корреляции флюктуаций комплексных амплитуд ОС.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований методом комбинированного моделирования проведена оценка отражательных свойств и времени корреляции флюктуаций комплексных амплитуд сигналов, отраженных от малоразмерных БЛА.

В качестве основных выводов можно отметить:

– ЭПР малоразмерных БЛА составляет порядка нескольких сотых квадратных метров;

– время корреляции флюктуаций комплексных амплитуд ОС находится в широком диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен миллисекунд. Нижний предел указанного диапазона характерен для РЛС X и Ku диапазона при интенсивных маневрированиях БЛА.

Результаты проведенных исследований представляют интерес с точки зрения построения специализированных малогабаритных РЛС обнаружения БЛА, поскольку могут составлять основу для рационального выбора параметров первичной обработки радиолокационной информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Варганов М. Е. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / М. Е. Варганов, Ю. С. Зиновьев, Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев, А. Я. Пасмурев, В. А. Сарычев, С. К. Слезкинский, Б. Д. Дмитриев. – М.: Радио и связь, 1985. – 236 с.
2. Глобальные навигационные спутниковые системы. Системы координат. Методы преобразований координат определяемых точек. ГОСТ Р 51794-2008, М: Стандартинформ, 2009. – 19 с.
3. Ярмолик С. Н., Свиарский М. В., Солонар А. С., Зайко Е. В. Оценивание углов ориентации летательного аппарата в интересах адаптации к условиям наблюдения // Вестник Военной академии Республики Беларусь. – 2017. – № 4. – С. 73–82.
4. Горбатенко С. А., Максимов Э. М., Полушкин Ю. Ф. Механика полета. Общие сведения. Уравнения движения. Инженерный справочник. М.: Машиностроение, 1969. – 421 с.
5. Бачурин В. С., Деменёв А. Д., Пышный В. Д. Широкополосное измерение ЭПР методом частотно-временных преобразований // Журнал радиоэлектроники. – 2010. – № 7. – С. 1–23.
6. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
7. Справочник по радиолокации / Под ред. М. И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2 книгах. Книга 2. М.: Техносфера, 2014. – 680 с.
8. Справочник по радиолокационным измерениям / Д. Бартон, Г. Вард. Пер. с англ. под общей ред. М. М. Вайсбейна. – М.: Советское радио, 1976. – 392 с.
9. Горшков С. А., Латушкин В. В., Седышев С. Ю. Основы радиолокации: Конспект лекций. Ч. 1. Минск: Военная академия РБ, 2003. – 127 с.
10. Harman, S. Analysis of the radar return of micro-UAVs in flight. // IEEE Radar Conference. – 2017. DOI: 10.1109/RADAR.2017.7944379.
11. Yang F. Practical Investigation of a MIMO radar system capabilities for small drones detection / F. Yang, F. Xu, F. Fioranelli, J. Kernec, S. Chang, T. Long // IET Radar Sonar Navigation. – 2021. – № 15. – P. 760–774.
12. Gong J., Yan J., Li D., Kong D. Detection of micro-Doppler signals of drones using radar systems with different radar dwell times // Drones. – 2022. – Vol. 262, № 6. – P. 1–15.
13. Ritchie M., Fioranelli F., Griffiths H., Torvik B. Micro-drone RCS analysis // IEEE Radar Conference: Johannesburg, South Africa, 27–30 October 2015. – Johannesburg, 2015. DOI: 10.1109/RadarConf.2015.7411926.

14. Markow J., Balleri A., Catherall A. Statistical analysis of in-flight drone signatures // IET Radar Sonar Navig. – 2022. – № 16. – P. 1737–1751.
15. Beasley P. Multistatic Radar Measurements of UAVs at X-band and L-band / P. Beasley, M. Ritchie, H. Griffiths, W. Miceli, M. Inggs, S. Lewis, B. Kahn // IEEE Radar Conference: Florence, Italy, 20–25 September 2020. – Florence, 2020. DOI: 10.1109/RadarConf2043947.2020.9266444.
16. Beasley P. Measurements and discrimination of drones and birds with a multi-frequency multistatic radar system / P. Beasley, F. Fioranelli, M. Ritchie, H. Griffiths, W. Miceli, M. Inggs, S. Lewis // IET Radar Sonar Navig. – 2021 – № 1. – P. 1–12.
17. Лавров А. А., Антонов И. К., Касаинкин А. А. Овчинников В. Г. Наблюдение квадрокоптеров радиолокатором при длительном когерентном накоплении сигнала // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. Т. 75, № 2. С. 29–37.

REFERENCES

1. Varganov M. E. Radar characteristics of aircraft / M. E. Varganov, Ju. C. Zinoviev, L. Ju. Astanin, A. A. Costylev, A. Ja. Pasmurov, V. A. Sarychev, S. K. Slezkinskij, B. D. Dmitriev. – M.: Radio and communications, 1985. – 236 p.
2. Global navigation satellite systems. Coordinate systems. Methods of transformation of coordinates of defined points. GOST R 51794-2008, M: Standartinform, 2009. – 19 .
3. Yarmolik, S. N., Svinarskiy M. V., Solonar A. S., Zaiko E. V. Estimation of aircraft orientation angles in the interests of adaptation to observation conditions // Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus. – 2017. – No. 4. – pp. 73-82.
4. Gorbatenko, S. A., Maksimov E. M., Polushkin Yu. F. Mechanics of flight. General information. Equations of motion. Engineering handbook. M.: Mechanical Engineering, 1969. – 421 p.
5. Bachurin V. S., Dementiev A.D., Pyshny V. D. Broadband measurement of EPR by the method of frequency-time transformations // Journal of Radioelectronics. - 2010. – No. 7. – pp. 1-2.3
6. Okhrimenko A. E. Fundamentals of radar and electronic warfare. M.: Voenizdat, 1983. – 456 p.
7. Radar Handbook / Ed. by M. I. Skolnik. Trans. from Eng. ed. by V. S. Verba. In 2 books. Book 1. M.: Tehknosfera, 2014. – 672 p.
8. Barton D., Ward H. Handbook of Radar Measurement. Transl. from Eng. ed. by M. M. Veisbein. M.: Sovetskoe radio, 1976. 392 p.
9. Gorshkov S. A., Latushkin V. V., Sedyshev S. Yu. Fundamentals of radar: Lecture notes. Part 1. Mn.: Military Academy of the Republic of Belarus, 2003. – 127 p.
10. Harman, S. Analysis of the radar return of micro-UAVs in flight / S. Harman // IEEE Radar Conference. – 2017. DOI: 10.1109/RADAR.2017.7944379.
11. Yang, F. Practical Investigation of a MIMO radar system capabilities for small drones detection / F. Yang, F. Xu, F. Fioranelli, J. Kernev, S. Chang, T. Long // IET Radar Sonar Navigation. – 2021. – № 15. – P. 760–774.
12. Gong, J. Detection of micro-Doppler signals of drones using radar systems with different radar dwell times / J. Gong, J. Yan, D. Li, D. Kong // Drones. – 2022. – Vol. 262, № 6. – P. 1–15.
13. Ritchie, M. Micro-drone RCS analysis / M. Ritchie, F. Fioranelli, H. Griffiths, B. Torvik // IEEE Radar Conference: Johannesburg, South Africa, 27–30 October 2015. – Johannesburg, 2015. DOI: 10.1109/RadarConf.2015.7411926.
14. Markow, J. Statistical analysis of in-flight drone signatures / J. Markow, A. Balleri, A. Catherall // IET Radar Sonar Navig. – 2022. – № 16. – P. 1737–1751.

15. Beasley, P. Multistatic Radar Measurements of UAVs at X-band and L-band / P. Beasley, M. Ritchie, H. Griffiths, W. Miceli, M. Inggs, S. Lewis, B. Kahn // IEEE Radar Conference: Florence, Italy, 20–25 September 2020. – Florence, 2020. DOI: 10.1109/RadarConf2043947.2020.9266444.
16. Beasley, P. Measurements and discrimination of drones and birds with a multi-frequency multistatic radar system / P. Beasley, F. Fioranelli, M. Ritchie, H. Griffiths, W. Miceli, M. Inggs, S. Lewis // IET Radar Sonar Navig. – 2021 – № 1. – P. 1–12.
17. Lavrov A. A., Antonov I. K., Kasatkin A. A. Ovchinnikov V. G. Observation of quadrocopters by radar with long-term coherent signal accumulation // Successes of modern radio electronics. 2021. vol. 75, No. 2. pp. 29-37.

К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ ОБОСНОВАНИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В. А. Кузнецов¹, В. П. Лихачев¹, А. А. Потапов²

¹ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина»,
Воронеж, Российской Федерации

²Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН,
Москва, Российской Федерации

Аннотация. В статье приведены результаты исследования современного уровня развития радиолокационных систем, с помощью которых получают многомерные радиолокационные изображения воздушных и наземных объектов различных классов. Проведена оценка максимальной размерности радиолокационных изображений при всех возможных вариантах реализации. Выполнен анализ известных признаков сегментации изображений, обнаружения и распознавания объектов в контексте максимальной размерности радиолокационных данных, сделан вывод об отсутствии учета текстурных признаков. Отдельно проведен анализ известных фрактальных признаков. На основе приведенных в работе результатов исследования сформулирована научная проблема.

Ключевые слова: радиолокационное изображение; многодиапазонность; поляриметрия; интерферометрия; фрактальный анализ.

TO SOLVING THE JUSTIFICATION PROBLEM OF MULTIDIMENTIONAL RADAR IMAGE FRACTAL FEATURES FORMING METHOD

V. A. Kuznetsov¹, V. P. Lihachev¹, A. A. Potapov²

¹Air Force Academy, Voronezh, Russia

²V. A. Kotelnikov Institute of Radioelectronics and Electronics of RAS, Moscow, Russia

Abstract. In the article results of research of a modern radar systems development level with which help receive multidimensional radar images of air and land objects of various classes are resulted. The estimation of the maximum dimension of radar images is conducted at all possible versions of realization. The analysis of known signs of segmentation of images, detection and recognition of objects in a context of the maximum dimension of radar data is made, the conclusion is drawn on absence of the account of textural features. The analysis known fractal features is carried separately out. On the basis of the results of research the scientific problem is formulated.

Keywords: radar image; multi-band; polarimetry; interferometry; fractal analysis.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время основными радиолокационными средствами воздушно-космического мониторинга являются бортовые радиолокационные станции (БРЛС) космического и воздушного базирования, позволяющие формировать радиолокационные изображения (РЛИ) воздушного пространства и целей, подстилающей поверхности и наземных объектов в любое время суток с высоким разрешением на больших дальностях (рисунок 1). Современный уровень развития вычислительной и высокочастотной радиоэлектроники предполагает возможность синхронного (одновременного) использования нескольких рабочих частот зондирующих сигналов, с круговыми,

параллельными и кроссполяризациями, в разных режимах съемки, в том числе с интерферометрической обработкой (рисунок 2) [1–5].



Рис. 1. Преимущества средств радиолокационного мониторинга.

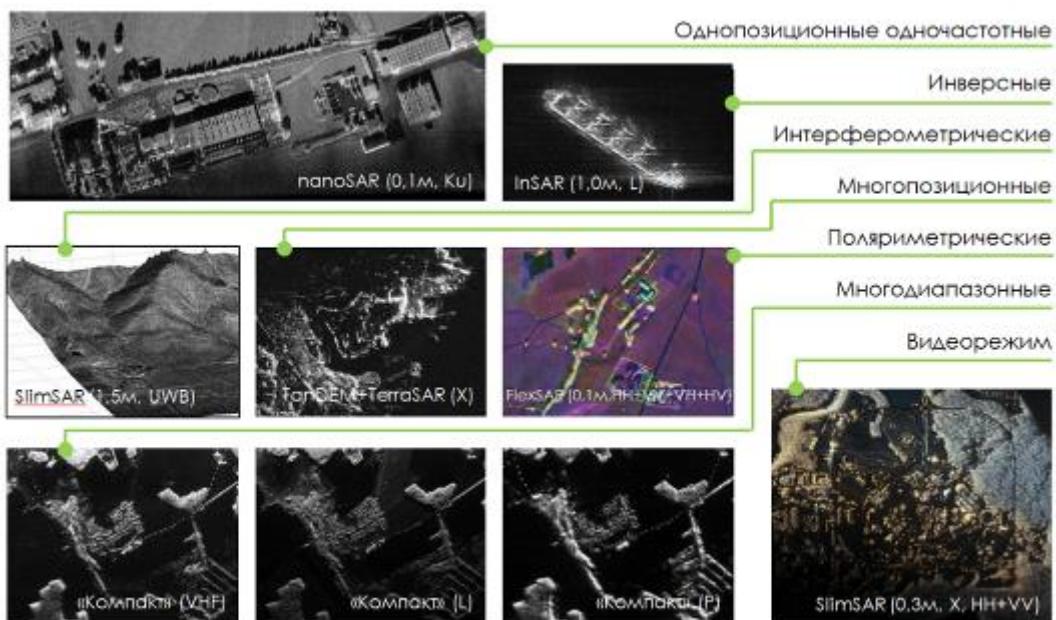


Рис. 2. Уровень развития современных БРЛС.

При этом решением актуальной задачи получения в реальном времени принципиально новых, высокоинформационных характеристик радиолокационных целей является использование многомерных (многодиапазонных, поляриметрических, интерферометрических) РЛИ [6], дающих качественную и количественную информацию об объектах разведки благодаря различному обратному рассеянию и проникновению электромагнитных волн (ЭМВ) разных диапазонов и поляризаций в различных средах. В случае высокой разрешающей способности БРЛС воздушные и наземные радиолокационные цели на РЛИ рассматриваются как пространственно-распределенные (рисунок 3), что позволяет анализировать текстуру (топологию) их радиолокационных портретов (РЛП) [7]. Существующие признаки сегментации (классификации) РЛИ,

обнаружения и распознавания всего многообразия радиолокационных целей не позволяют в полной мере это осуществить.

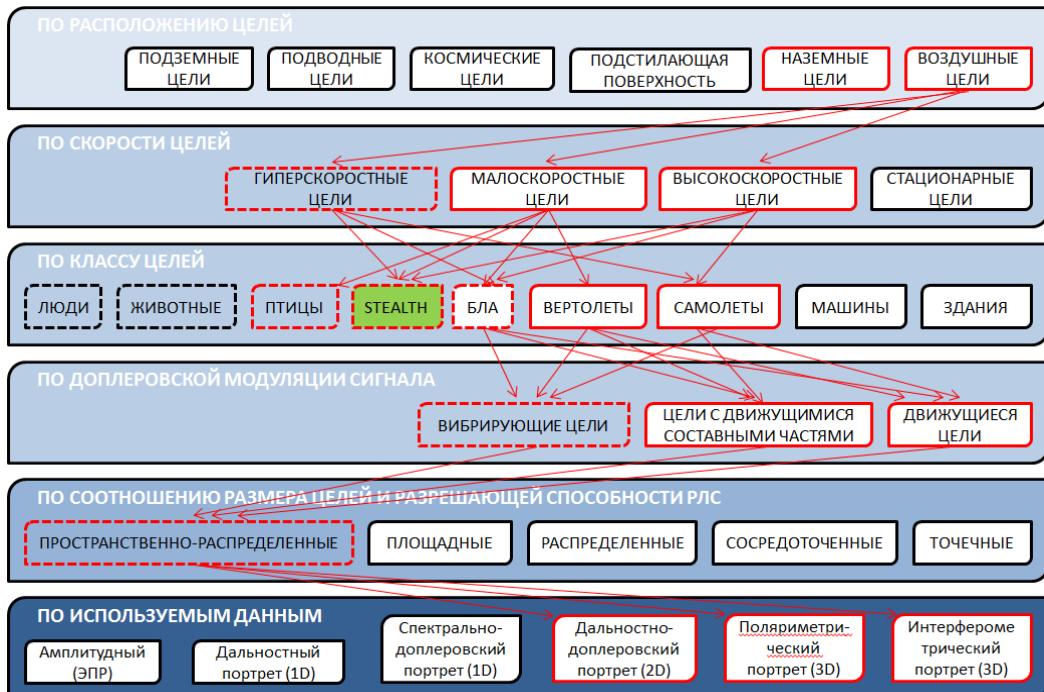


Рис. 3. Пример классификации радиолокационных целей.

Распознавание воздушных целей (рисунок 3) основано, несмотря на достаточно высокое разрешение современных БРЛС как по дальности, так и по азимуту и угловым координатам, только на амплитудных (энергетических) и частотных признаках, а в случае их совокупности, когда формируется двумерное параметрическое РЛИ, текстура РЛП не используется. Вместе с тем, поляриметрический признак, значительно повышающий эффективность решения задач радиолокации, применяется лишь косвенно – например, для селекции ложных воздушных целей [8]. Следует также отметить, что в известных методах интерпретации поляриметрических и/или интерферометрических (трехмерных) РЛИ подстилающей поверхности и наземных объектов текстура РЛП также не учитывается.

2. ОЦЕНКА МАКСИМАЛЬНОЙ РАЗМЕРНОСТИ РЛИ

На рисунке 4 показан известный подход к формированию так называемого куба данных (Data Cube) с помощью одноканальной БРЛС с активной фазированной антенной решеткой (АФАР).

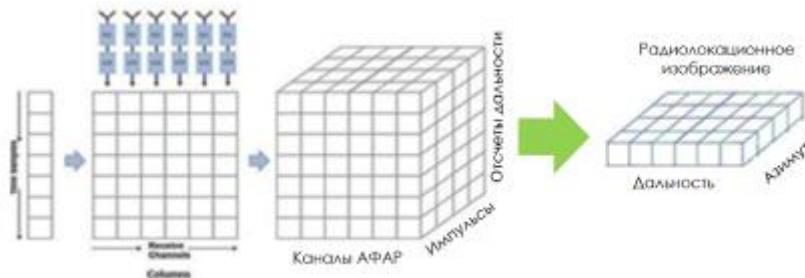


Рис. 4. Схема формирования РЛИ с помощью одноканальной БРЛС.

Из представленной схемы видно, что из трехмерного массива данных производится синтез стандартного двумерного РЛИ в координатах «азимут- дальность». Как показано в [9], максимальная размерность формируемых с помощью современных радиолокаторов данных может достигать шести, если использовать все возможности многодиапазонной поляриметрической радиолокационной станции с синтезированной апертурой (РСА) с интерферометрической обработкой сигналов и видеорежимом. Такой подход предполагает специфику хранения получаемых данных: на рисунке 5 предложен вариант структуры гиперкуба данных, позволяющий повысить время обработки за счет оптимизации времени обращения к памяти ЭВМ почти в 5 раз.

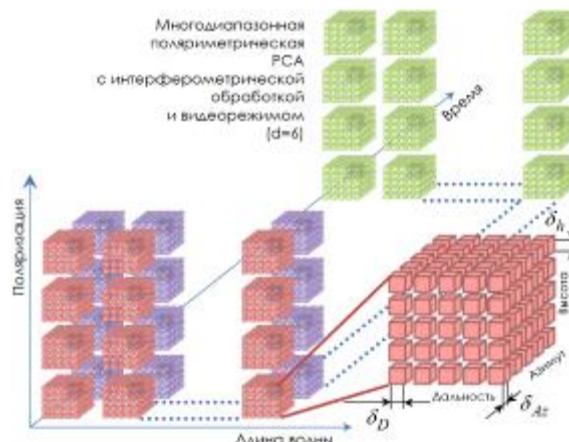


Рис. 5. Структура хранения данных, получаемых с помощью многоканальной РСА.

Исходя из приведенной схемы, многомерность РЛИ обуславливается тремя пространствами признаков современных БРЛС: многодиапазонностью, поляриметрией и интерферометрией, что в настоящей работе предполагается учитывать при создании универсального метода формирования фрактальных признаков. Остальные три измерения являются достаточно хорошо проработанными – дальность, азимут и время (для видеорежима) [5].

3. ПРОСТРАНСТВА ПРИЗНАКОВ

На основе результатов анализа информационных возможностей современных БРЛС космического и воздушного базирования, все известные признаки можно классифицировать на тактические, траекторные, амплитудные (яркостные или энергетические), геометрические, кратно-масштабные (вейвлетные), статистические, частотные (спектрально-доплеровские), поляризационные, текстурные (энтропийные) и фрактальные.

Применительно к решению задачи обнаружения и распознавания воздушных целей с помощью БРЛС формируются одномерные дальностные портреты, спектрально-доплеровские портреты и двумерная их совокупность, в том числе с возможностью оценки поляризационных отличий составных элементов как в частотной, так и в пространственной области (рисунок 6) [10]. Для решения задач распознавания воздушных целей широко применяют методы формирования дальностных портретов высокого разрешения (рисунок 6, а), основанные на использовании ступенчатой частотной модуляции зондирующего сигнала, существенно повышающей разрешающую способность БРЛС по дальности [11]. Формируемое при этом распределение интенсивности отраженной ЭМВ по элементам разрешения существенно зависит от априорно неизвестного пространственного положения цели относительно БРЛС, что

значительно сокращает информативность обособленного применения дальностных портретов при распознавании.

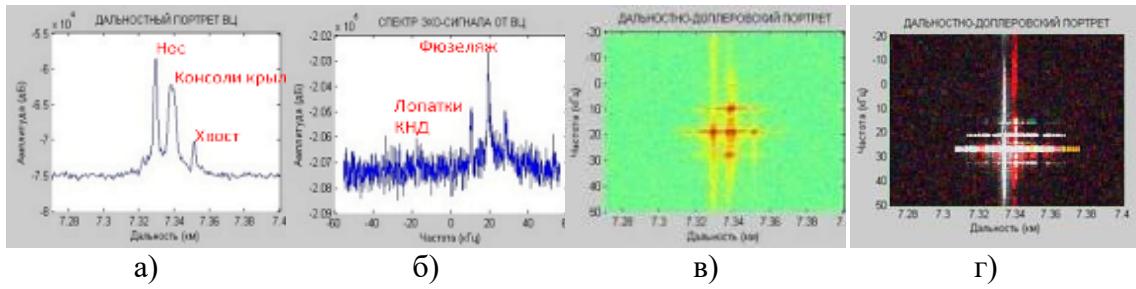


Рис. 6. Примеры РЛП воздушных целей: а) дальностный портрет высокого разрешения; б) спектрально-доплеровский портрет; в) дальностно-доплеровский портрет; г) поляриметрический дальностно-доплеровский портрет.

Для тех же задач применяют спектрально-доплеровские портреты воздушных целей (рисунок 6, б). При этом по положению спектра частот вторичной модуляции зондирующих сигналов, отраженных от вращающихся элементов конструкции воздушных судов различают цели типа «вертолет», «самолет с турбовинтовым двигателем» и «самолет с турбореактивным двигателем», а для последнего класса – по значениям частот вторичной модуляции, определяющим скорость вращения и число лопаток первых ступеней компрессора низкого давления двигателя определяют тип воздушного судна [12]. Несмотря на широкое применение методов формирования данного признака в отечественных и зарубежных БРЛС, имеется ряд недостатков: ограничение по угловому сектору возникновения эффекта вторичной модуляции при облучении цели как в переднюю, так и в заднюю полусферу, сложность различения спектров воздушной цели с двумя и более двигателями и двух и более целей в плотном боевом порядке. В настоящее время данный признак, а точнее, отсутствие частотных составляющих спектра вторичной модуляции (или в некоторых источниках «шумов цели»), применяется для распознавания крылатых ракет.

Для исключения недостатков первого и второго одномерных признаковых пространств применяют их совокупность – двумерные дальностно-доплеровские портреты (рисунок 6, в). Методы их формирования широко известны и применяются для более эффективного распознавания воздушных целей [10]. Благодаря пространственному анализу спектра вторичной модуляции, появляется возможность повышения информативности РЛП за счет определения местоположения двигателей относительно фюзеляжа воздушного судна. Следует отметить, что текстурные признаки, характеризующие взаимное расположение частотной и пространственной информации, не используются.

Перспективным направлением совершенствования современных БРЛС является разработка АФАР с двумя поляризационными каналами [13]. В результате формирования поляриметрического РЛП воздушной цели (рисунок 6, г) появляется возможность интерпретации характера рассеяния отдельными элементами конструкции воздушного судна, в том числе и авиационной силовой установки [14]. Данный подход применяется для селекции истинных целей на фоне ложных – например, автономных ложных воздушных целей [8, 10]. Очевидно, что добавление к двумерному РЛП еще одного измерения (поляризации) позволяет улучшить информативность РЛП и, в конечном итоге, повысить вероятности обнаружения и распознавания типа воздушной цели. При этом одной из наиболее востребованных сегодня задач обработки многомерных РЛИ является обнаружение маловысотных и малозаметных воздушных целей на фоне земной поверхности.

Касательно РЛП наземных объектов, многомерность пространства признаков определяются многодиапазонностью, поляриметрией и интерферометрией (рисунок 7).

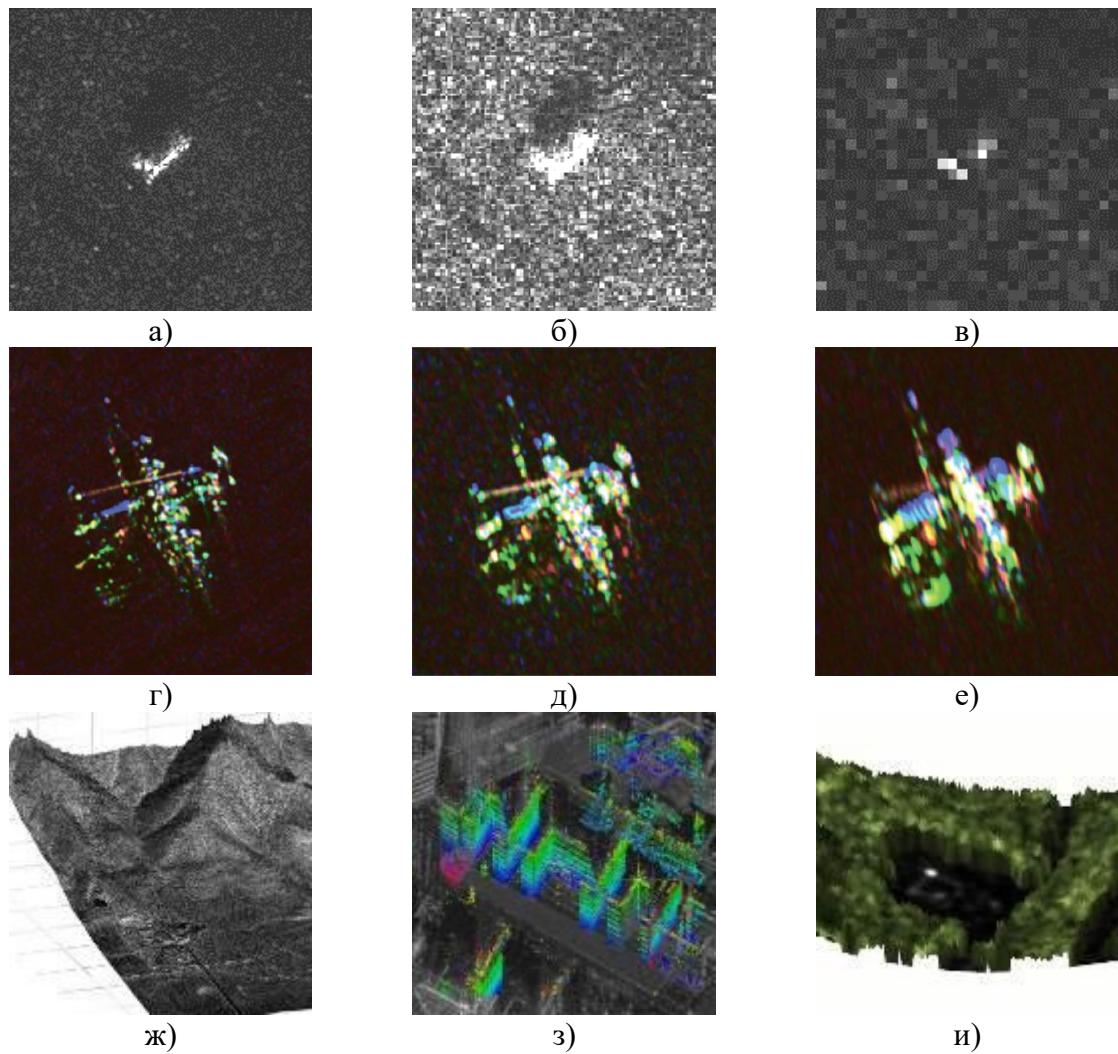


Рис. 7. Примеры РЛП наземных целей: а–в) многодиапазонные (соответственно X, С, L); г–е) многодиапазонные поляриметрические (соответственно X, S, L); ж) интерферометрический; з, и) поляриметрические интерферометрические.

Несмотря на доступную техническую возможность реализации многодиапазонных РСА воздушного базирования, синхронно формирующих РЛИ в каждом из используемых диапазонов (рисунок 7, а–в), известных и реально функционирующих конкретных образцов весьма немного, что определяет недоступность достаточной для исследований выборки РЛИ и ведет к целесообразности моделирования подобных данных [15]. Формирование многодиапазонного признака наземной цели выполняется посредством комплексирования на информационных уровнях: пиксельном («слияние» или совмещение); уровне обособленно вычисленных по каждому РЛИ признаков и уровне обособленно принятых решений, а также их совокупности. Одним из эффективных способов обработки радиолокационных данных такого класса является текстурное комплексирование [16], при котором слияние изображений осуществляется на уровне текстуры РЛИ каждого из диапазонов с формализацией процессов обработки на основе фрактального подхода [17] без потерь информации.

Благодаря возможности РСА излучать и принимать сигналы на разных поляризациях, в случае линейных поляризаций, формируются четыре РЛИ, полученные

при излучении и приеме на горизонтальной поляризации ($ГГ$), на вертикальной поляризации ($ВВ$), при излучении на вертикальной и приеме на горизонтальной поляризации ($ВГ$) и наоборот ($ГВ$) (рисунок 7, г–е). Каждый соответствующий по координатам пиксель поляриметрических РЛИ образует известную поляризационную матрицу рассеяния (ПМР). Существующие методы формирования поляриметрического признакового пространства можно условно разделить на четыре подхода: когерентная декомпозиция ПМР объекта, феноменологическая декомпозиция ПМР объекта, декомпозиция ковариационной матрицы объекта, декомпозиция матрицы когерентности объекта [18]. Распознавание объектов по поляризационному признаку сводится, в основном, к установлению механизма рассеяния ЭМВ в каждом элементе разрешения РЛИ [19]. Несмотря на многообразие методов интерпретации поляриметрических данных, текстура поляриметрических РЛИ при распознавании наземных целей не учитывается.

В основе методов радиолокационного определения высоты рельефа лежит фазовый метод измерения, который обладает высокой чувствительностью к низкочастотным и высокочастотным флуктуациям фазы, невязки которых, в силу существующих погрешностей измерения навигационной аппаратуры, также следует учитывать. Суть этапов получения трехмерного РЛИ достаточно полно раскрывается в работах [19–21], в которой определены зависимости основополагающих факторов, влияющих на формирование интерферометрических РЛИ (рисунок 7, ж–и): истинной разности фаз и соответствующей ей относительной высоты рельефа; измеренной разности фаз с учетом шума фазы от номера пикселя интерферограммы по координате дальности; среднеквадратического значения погрешности определения разности фаз для различных уровней коэффициента корреляции двух РЛИ; среднеквадратического значения погрешности определения высоты рельефа от величины интерферометрической базы, среднеквадратического значения погрешности определения высоты рельефа от наклонной дальности до цели. Однако вопросы, связанные с формированием признаков классификации подстилающей поверхности, обнаружения и распознавания наземных объектов, в зарубежных и отечественных работах освещены весьма скромно, а результаты учета текстуры (топологии) РЛП при решении указанных задач отсутствуют вовсе. Следует также отметить, что в настоящее время все чаще появляются публикации с результатами формирования многодиапазонных поляриметрических РЛИ с интерферометрической обработкой [2, 5, 19], что еще раз подтверждает, во-первых, существующую «двумерность» методов решения задач дешифрирования многомерных радиолокационных данных, а во-вторых, необходимость и востребованность единого подхода к обработке таких данных с учетом параметров текстуры объектов радиолокации.

Таким образом, для решения различных задач обработки РЛИ воздушных и наземных целей используются обособленные признаки, что обуславливает необходимость создания универсального признака, основанного на анализе текстуры РЛП при высоком разрешении получаемых многомерных РЛИ. Следует отметить, что одним из наиболее эффективных признаков тематической обработки РЛИ, получаемых в условиях преднамеренных помех, являются фрактальные или текстурно-фрактальные признаки [22, 23], что обуславливает целесообразность их обоснования в качестве единого научно-методического подхода к обработке многомерных РЛИ. Кроме того, математический аппарат фрактальной теории априорно предполагает многомерность анализируемых данных, что целиком и полностью оправдывает выбор направления исследований.

4. ФРАКТАЛЬНЫЕ ПРИЗНАКИ

Одним из наиболее известных среди методов текстурного анализа является текстурно-фрактальный подход [17, 23, 24], основанный на описании геометрии природных форм с использованием принципов самоподобия и масштабной инвариантности. Исходя из особенностей отображения пространственно-распределенных объектов на РЛИ, фрактальный анализ позволяет получать информацию о сложно поддающихся количественному описанию структурных и геометрических особенностях текстуры РЛИ – упорядоченности, однородности, внутренней организованности, периодичности. Исследование локальных и глобальных топологических особенностей пространственной структуры поля яркости РЛИ, характеризуемых соответствующими фрактальными признаками, обеспечивает возможность различения анализируемых классов и типов объектов по их структурной регулярности. Несмотря на относительно молодой научно-методический аппарат фрактальной теории [25], на сегодняшний день известно большое количество фрактальных признаков (фрактальная размерность и сигнатура [26], мультифрактальная размерность и сигнатура, направленная фрактальная размерность и сигнатура, лакунарность) и методов их вычисления с многочисленными способами реализации [27].

Каждый из указанных фрактальных признаков характеризует скейлинговые, сингулярные, направленные и мультифрактальные свойства текстуры по отдельности [28]. Поэтому для решения ряда задач тематической обработки изображения [29] целесообразным оказывается применение различных текстурно-фрактальных признаков, каждый из которых обладает различной дифференцирующей способностью, что, с точки зрения как теории, так и практики цифровой обработки изображений не удовлетворяет требованиям эффективности решения широкого круга задач и обуславливает **научную проблему** обоснования метода формирования фрактальных признаков, универсального для различных многомерных РЛИ воздушных и наземных объектов, получаемых в условиях преднамеренных помех радиолокационными средствами воздушно-космического мониторинга в интересах автоматизации информационного обеспечения систем управления военного назначения.

Сформулированную научную проблему предполагается решать с помощью предложенного метода направленной морфологической мультифрактальной сигнатуры, обеспечивающего синергетический эффект интегральных свойств практически всех известных фрактальных признаков применительно к решению указанных задач обработки многомерных РЛИ с учетом современных возможностей БРЛС.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе проведен анализ преимуществ и современного уровня развития радиолокационных систем, формирующих многомерные РЛИ воздушных и наземных объектов различных классов. Выполнена оценка максимальной размерности РЛИ при всех возможных вариантах реализации, в результате чего сделан вывод, что максимальная размерность радиолокационных данных достигает шести при условии реализации многодиапазонной поляриметрической радиолокационной станции (комплекса) с интерферометрической обработкой и видеорежимом.

Выполнен анализ известных признаков сегментации изображений, обнаружения и распознавания объектов в контексте максимальной размерности радиолокационных данных, сделан вывод об отсутствии учета текстурных признаков. Отдельно проведен анализ известных фрактальных признаков, в результате чего выявлена обособленность вычисления различных свойств текстуры многомерного РЛИ.

На основе приведенных в работе выводов сформулирована научная проблема обоснования метода формирования фрактальных признаков, универсального для различных многомерных РЛИ воздушных и наземных объектов, получаемых в условиях преднамеренных помех радиолокационными средствами воздушно-космического мониторинга в интересах автоматизации информационного обеспечения систем управления военного назначения.

ЛИТЕРАТУРА

1. ImSAR NanoSAR C Data and specification sheet.
http://www.imsar.com/uploads/files/59_IMSAR_NanoDS_Jul2014.pdf, 19.11.2014.
2. SlimSAR. <http://www.artemisinc.net>, 03.12.2017.
3. Krogager E. Multiband Polarimetric SAR in Arctic Scenarios. // 2018 International Conference on Radar (RADAR), Brisbane, QLD, Australia, 2018. – Pp. 1-6.
4. Внотченко С. Л. Основные результаты зондирования земной и водной поверхности многочастотным радиолокационным комплексом радиолокаторов с синтезированной апертурой «Компакт». / Внотченко С. Л., Достовалов М. Ю., Ермаков Р. В., Мусинянц Т. Г., Севалкина Е. П. // Вестник СибГАУ, № 5(51), 2013. – С. 35-38.
5. Куприяшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л. Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
6. 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. – С. 1-17.
7. Кузнецов В. А. Структура и свойства наземных объектов на изображениях РСА в задачах распознавания. // Телекоммуникации, 2012, № 10. – С. 31-38.
8. Кузнецов В. А., Лихачев В. П., Амбросов Д. В., Дятлов Д. В. Способ поляриметрической селекции ложных воздушных целей. RU 2709630 C1, заявл. 14.11.2018, опубл. 19.12.2019.
9. Кузнецов В. А., Марюхненко В. С. Системный подход к решению проблемы фрактального анализа многомерных радиолокационных изображений. // Радиолокация, навигация, связь, 2018, Т. 2. – С. 26-38.
10. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Модель формирования многочастотных поляриметрических дальностно-доплеровских портретов пространственно-распределенных воздушных целей. // Системы управления, связи и безопасности, 2019, № 4. – С. 1-26.
11. Канащенков А. И. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т. 1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / Канащенков А. И., Меркулов В. И., Герасимов А. А., Татарский Б. Г., Форштер А. А., Дудник П. И., Ильчук А. Р., Богачев А. С., Дрогалин В. В., Лепин В. Н., Самарин О. Ф., Колтышев Е. Е., Савостьянов В. Ю., Сирота О. А. М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.
12. Слюсарь Н. М. Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами. Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2006. – 173 с.
13. Нечаев Е. Е., Дерябин К. С. Современные бортовые радиолокационные станции и антенные решетки многофункциональных авиационных комплексов военного назначения. // Научный вестник МГТУ ГА, 2015, № 221. – С. 90-105.
14. Кузнецов В. А. Геометрические эффекты поляриметрического рассеяния электромагнитных волн элементами турбореактивного двигателя воздушного судна

- со сниженной радиолокационной заметностью. // Современное состояние и перспективы развития авиационного радиоэлектронного оборудования «Академические Жуковские чтения», 2019. – С. 181-185.
15. Кузнецов В. А., Потапов А. А., Аликулов Е. А. Имитационное моделирование многодиапазонных радиолокационных изображений наземных объектов. // Радиолокация, навигация, связь, 2021, Т. 2. – С. 251-257.
 16. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Аликулов Е. А. Анализ способов комплексирования изображений, формируемых многодиапазонными радиолокационными станциями с синтезированной апертурой. // Известия вузов России. Радиоэлектроника, 2021, Т. 24, № 3. – С. 6-21.
 17. Потапов А. А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка сигналов и полей в радиофизике, радиотехнике и радиолокации: созданные методы и технологии (1979–2022 гг.) - фрактальный инжиниринг. // Annual Geospatial Almanac «GeoContext», 2022, Т. 10, № 1. – С. 6-56.
 18. Канарайкин Д. Б., Павлов Н. Ф., Потехин В. А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Советское радио, 1966. – 440 с.
 19. Лихачев В. П., Купряшкин И. Ф., Семенов В. В. Поляриметрические и интерферометрические режимы работы РСА в условиях помех. Воронеж: ВУНЦ BBC «ВВА», 2014. – 109 с.
 20. Кузнецов В. А., Лихачев В. П., Унковский А. В. Алгоритм совмещения радиолокационных изображений по энтропии радиолокационных природных и антропогенных объектов в интересах двухпроходной интерферометрической радиолокационной станции с синтезированной апертурой антенны. // Радиотехника, 2021, Т. 85, № 1. – С. 104-111.
 21. Кузнецов В. А., Лихачев В. П., Унковский А. В. Способ получения трехмерного радиолокационного изображения земной поверхности в двухпроходном интерферометрическом режиме съемки с беспилотного летательного аппарата. RU 2748760, заяв. 04.09.2019, опубл. 09.11.2020.
 22. Potapov A. A., German V. A. Detection of Artificial Objects with Fractal Signatures // Pattern Recognition and Image Analysis, 1998, Vol. 8, No. 2. – Pp. 226-229.
 23. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. – 664 с.; Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. – 848 с.
 24. Potapov A. A. Author's Approaches to Fractal Engineering and the Philosophy of Fractal Engineering: Fractal Radio Systems and International Priorities in the Study of Fractal Applications in Radio Electronics. // Proc. IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA), 2022. – 6 р.
 25. Кузнецов В. А. Исторические аспекты возникновения фрактальной теории. // Физика волновых процессов и радиотехнических систем, 2021, Т. 24, № 2. – С. 113-126.
 26. Потапов А. А., Герман В. А. О методах измерения фрактальной размерности и фрактальных сигнатур многомерных стохастических сигналов. // Радиотехника и электроника, 2004, Т. 49, № 12. – С. 1468-1491.
 27. Кузнецов В. А., Потоцкий А. Н. Метод измерения направленной морфологической мультифрактальной сигнатуры текстуры изображений. // Успехи современной радиоэлектроники, 2017, № 3. – С. 39-52.
 28. Potapov A. A., Kuznetsov V. A., Pototskiy A. N. New fractal features for textural morphologic analysis. // Proceedings of 14th Chaotic Modeling and Simulation International Conference CHAOS2021, 2021. – Pp. 337-346.
 29. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Потоцкий А. Н. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки

радиолокационных и оптических мало контрастных изображений. // Радиотехника и электроника, 2021, Т. 66, № 5. – С. 757-767.

REFERENCES

1. ImSAR NanoSAR C Data and specification sheet.
http://www.imsar.com/uploads/files/59_IMSAR_NanoDS_Jul2014.pdf, 19.11.2014.
2. SlimSAR. <http://www.artemisinc.net>, 03.12.2017.
3. Krogager E. Multiband polarimetric SAR in Arctic scenarios. // 2018 International Conference on Radar (RADAR), Brisbane, QLD, Australia, 2018. – Pp. 1-6.
4. Vnotchenko S. L. The results of multifrequency SAR observations with 4-band airborne radar complex «Compact». / Vnotchenko S. L., Dostovalov M. Y., Ermakov R. V., Moussiniants T. G., Sevalkina E. P. // Siberian Aerospace Journal, No. 5(51), 2013. – Pp. 35-38.
5. Kupryashkin I. F., Lihachev V. P., Ryazantsev L. B. Small-sized multifunctional radars with continuous frequency-modulated radiation. M.: Radiotekhnika, 2020. – 280 p.
6. 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, Vol. 67, No. 1. – Pp. 63-78.
7. Kuznetsov V. A. Structure and properties of ground objects on SAR images in recognition problems. // Telecommunications, 2012, No. 10. – Pp. 31-38.
8. Kuznetsov V. A., Lihachev V. P., Ambrosov D. V., Dyatlov D. V. The method of polarimetric selection of false air targets. RU 2709630 C1, stated. 14.11.2018, publ. 19.12.2019.
9. Kuznetsov V. A., Maryuhnenko V. S. A systematic approach to solving the problem of fractal analysis of multidimensional radar images. // Radiolocation, Navigation, Communication, 2018, Vol. 2. – Pp. 26-38.
10. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. Model for the formation of multi-frequency polarimetric range-Doppler portraits of spatially distributed air targets. // Systems of Control, Communication and Security, 2019, No. 4. – Pp. 1-26.
11. Kanashenkov A. I. Radar systems of multifunctional aircraft. Т. 1. Radar is the information basis for the combat operations of multifunctional aircraft. Systems and algorithms for primary processing of radar signals / Kanashenkov A. I., Merkulov V. I., Gerasimov A. A., Tatarsky B. G., Forshter A. A., Dudnik P. I., Ilchuk A. R., Bogachev A. S., Drogalin V. V., Lepin V. N., Samarin O. F., Koltyshhev E. E., Savostyanov V. Yu., Sirota O. A. M.: Radiotekhnika, 2006. – 656 p.
12. Slyusar N. M. Secondary modulation of radar signals by dynamic objects. Smolensk: VA VPVO VS RF, 2006. – 173 p.
13. Nechaev E. E., Deryabin K. S. Modern airborne radar stations and antenna arrays of multifunctional military aviation complexes. // Civil Aviation High Technologies, 2015, No. 221. – Pp. 90-105.
14. Kuznetsov V. A. Geometric effects of polarimetric scattering of electromagnetic waves by aircraft turbojet engine elements with reduced radar significance. // The current state and prospects for the development of aviation radio-electronic equipment "Academic Zhukovsky Readings", 2019. – Pp. 181-185.
15. Potapov A. A., Kuznetsov V. A., Alikulov E. A. Simulation modeling of multiband radar images of ground objects. // Radiolocation, Navigation, Communication, 2021, T. 2. – Pp. 251-257.

16. Potapov A. A., Kuznetsov V. A., Alikulov E. A. Methods for complexing images formed multi-band synthetic aperture radars. // Journal of the Russian Universitets. Radioelectronics, 2021, Vol. 24, No. 3. – Pp. 6-21.
17. Potapov A. A. Topological texture-fractal processing of signals and fields in radiophysics, radio engineering and radiolocation: developed methods and technologies (1979–2022) - fractal engineering. // Annual Geospatial Almanac «GeoContext», 2022, Vol. 10, No. 1. – Pp. 6-56.
18. Kanareikin D. B., Pavlov N. F., Potekhin V. A. Polarization of radar signals. M.: Sovetskoe radio, 1966. – 440 p.
19. Lihachev V. P., Kupryashkin I. F., Semenov V. V. Polarimetric and interferometric modes of SAR operation under interference conditions. Voronezh: VUNC VVS «VVA», 2014. – 109 p.
20. Kuznetsov V. A., Lihachev V. P., Unkovsky A. V. Matching radar images by the entropy of radar shadows of objects in the interests of two-pass interferometric survey. // Radiotekhnika, 2021, Vol. 85, No. 1. – Pp. 104-111.
21. Kuznetsov V. A., Lihachev V. P., Unkovsky A. V. A method for obtaining a three-dimensional radar image of the earth's surface in a two-pass interferometric mode of shooting from an unmanned aerial vehicle. RU 2748760, stated. 04.09.2019, publ. 09.11.2020.
22. Potapov A. A., German V. A. Detection of Artificial Objects with Fractal Signatures // Pattern Recognition and Image Analysis, 1998, Vol. 8, No. 2. – Pp. 226-229.
23. Potapov A. A. Fractals in radiophysics and radiolocation. M.: Logos, 2002. – 664 p.; Potapov A. A. Fractals in Radiophysics and Radiolocation: Sampling Topology. Ed. 2nd, revised. and additional. M.: Universitetskaya kniga, 2005. – 848 p.
24. Potapov A. A. Author's Approaches to Fractal Engineering and the Philosophy of Fractal Engineering: Fractal Radio Systems and International Priorities in the Study of Fractal Applications in Radio Electronics. // Proc. IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA), 2022. – 6 p.
25. Kuznetsov V. A. Historical aspects of fractal theory appearance. // Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2021, Vol. 24, No. 2. – Pp. 113-126.
26. Potapov A. A., German V. A. Methods of measuring the fractal dimension and fractal signatures of a multidimensional stochastic signal. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2004, Vol. 49, No. 12. – Pp. 1370-1391.
27. Kuznetsov V. A., Pototskiy A. N. Method of measuring directional morphological multifractal signatures of the texture images. // Journal Achievements of Modern Radioelectronics, 2017, No. 3. – Pp. 39-52.
28. Potapov A. A., Kuznetsov V. A., Pototskiy A. N. New fractal features for textural morphologic analysis. // Proceedings of 14th Chaotic Modeling and Simulation International Conference CHAOS2021, 2021. – Pp. 337-346.
29. Potapov A. A., Kuznetsov V. A., Pototskiy 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, Vol. 66. No. 5. – Pp. 581-590.

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ФЛУКТУАЦИЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

О. А. Сафарьян¹, И. А. Алферова¹

¹Донской государственный технический университет (ДГТУ), Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы определения закона и параметров распределения случайных отклонений частоты исследуемого сигнала от номинальных значений, определяемых факторами кратковременной нестабильности при отсутствии априорных данных о законах распределения частотно-временных параметров сигналов. Предложено для полученных значений отсчетов выполнять ранжирование значений отсчетов по убыванию или возрастанию, определять среднее значение и среднеквадратическое отклонение (СКО) частоты от номинального значения. На основе найденных значений среднего и СКО формировать в предположении различных законов распределения совокупности тестовых случайных значений и выполнять их ранжирование. Для ранжированных значений отсчетов исследуемого сигнала вычисляется попарная корреляция с ранжированными значениями сформированных тестовых наборов. Результаты корреляционного анализа определяют параметры закона распределения случайных отклонений частоты исследуемого сигнала. В качестве закона распределения выбирается закон и параметры распределения, соответствующие тестовому процессу, корреляция с которым исследуемого сигнала имеет наибольшее значение.

Ключевые слова: частотно-временные параметры сигнала; корреляционный анализ, корреляция случайных процессов, случайная величина; закон распределения.

CORRELATION ANALYSIS OF SIGNAL FREQUENCY FLUCTUATIONS IN INFOCOMMUNICATION SYSTEMS

O. A. Safaryan¹, I. A. Alferova¹

¹Don State Technical University, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The questions of determining the law and parameters of the distribution of random deviations of the frequency of the studied signal from the nominal values, determined by factors of short-term instability in the absence of a priori data on the laws of distribution of frequency-time parameters of signals are considered. It is proposed to perform ranking of sample values by decreasing or increasing, to determine the mean value and the standard deviation of the frequency from the nominal value for the obtained sample values. On the basis of the found mean and RMS values, form a set of test random values under the assumption of different distribution laws and perform their ranking. A pairwise correlation with the ranked values of the formed test sets is calculated for the ranked values of the samples of the signal under study. The results of correlation analysis determine the parameters of the distribution law of random frequency deviations of the studied signal. As a distribution law, the law and distribution parameters corresponding to the test process, the correlation with which the investigated signal has the highest value, are selected.

Keywords: time-frequency parameters; correlation analysis, correlation of random processes, random variable; distribution law.

1. ВВЕДЕНИЕ

Возрастание интенсивности обмена информацией между абонентами, увеличение объема передаваемых данных повышает значимость вопросов, связанных с устойчивым функционированием радиоэлектронной аппаратуры, являющейся неотъемлемой составляющей инфокоммуникационных комплексов, к которым можно отнести и радиолокационные, радионавигационные системы и системы связи. В состав таких радиоэлектронных систем входит, как правило, большое число генераторов, формирующих сигналы, частотно-временные параметры которых могут лежать в широких пределах.

Дальнейшее повышение требований к скорости и безопасности передачи данных, точности определения радионавигационных параметров приводит к необходимости использования сложных сигналов. В качестве таких сигналов могут выступать сигналы с фазовой, амплитудно-фазовой манипуляцией, OFDM-сигналы. Применение таких сигналов, в свою очередь, обуславливает необходимость формирования несущих колебаний, частотно-временные параметры которых, в первую очередь, частота и длительность с высокой точностью соответствуют требуемым значениям. Кроме того, требуется обеспечение низкого уровня фазового шума, наличие которого приводит к увеличению вероятности ошибок демодуляции и соответственно искажений передаваемых данных при использовании цифровых методов передачи. Стабильность частотно-временных параметров приводит к уменьшению уровня фазовых шумов сигнала, которые оказывают значительное влияние на повышение точности измерения навигационных параметров, вероятность битовой ошибки при передаче сигналов.

Современные методы повышения стабильности частотно-временных параметров сигналов базируются на методах и способах, в основе которых лежит метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако, в свою очередь, использование метода ФАПЧ связано с наличием высокостабильных генераторов, формирующих сигналы с высокостабильными частотно-временными параметрами. Сложности реализации условий применения таких генераторов и их высокая стоимость ограничивают возможности их применения.

В то же время большое число инфокоммуникационных, измерительных радиосистем включает большое число одновременно и независимо функционирующих генераторов [1, 2]. Указанное обстоятельство, как показано в работах [3, 4], может быть использовано для повышения стабильности генераторов путем оценивания текущих значений характеристик каждого из генераторов на основе результатов одновременного измерения фаз формируемых сигналов и их последующей обработки. Однако прямое применение указанного метода ограничивается необходимостью данных о законе распределения отклонений частоты сигнала. В то же время широко используемый нормальный закон распределения и рассматриваемый в работах [3, 4] не всегда является корректным при описании процессов отклонения частоты. В работе [5] рассматривается возможность использования экспертных систем для определения статистического закона распределения отклонения частотно-временных параметров сигналов от номинальных значений. Однако применение экспертных систем основывается на использовании законов распределения с известными параметрами. Однако такие данные не всегда могут быть получены. Более общим подходом при определении законов распределения может являться корреляционный анализ случайных процессов с априорно неизвестными параметрами.

С учетом этого целью доклада является разработка алгоритма, позволяющего получать оценки частоты и относительной нестабильности генераторов при отсутствии априорных данных о параметрах их распределения.

2. АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗАКОНА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА ОТ НОМИНАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ

Рассмотрим некоторый сигнал, для которого проводится N измерений частоты. По результатам измерений определяются среднее значение и среднеквадратическое отклонение частоты $M^{(\Delta\omega)}$ и $\sigma^{(\Delta\omega)}$ соответственно. Отклонения частоты $\Delta\omega_n$ ($n=1,\dots,N$) при измерениях определяются случайным процессом с неизвестным законом распределения. Характерное распределение значений случайного процесса по времени (номерам отсчетов), как пример возможной реализации, для $M^{(\Delta\omega)} = 2 \cdot \pi \cdot 10^{10}$ рад/с и $\sigma^{(\Delta\omega)} = 2 \cdot \pi \cdot 10^3$ рад/с приведено на рис. 1.

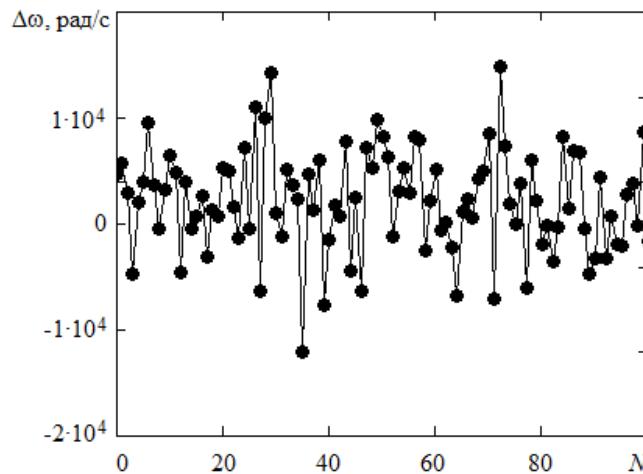


Рис. 1. Отсчеты значений реализации исследуемого сигнала
(относительная нестабильность – 10^{-7})

Выполним относительно среднего значения ранжирование полученных случайных значений по убыванию. Соответствующее распределение значений отсчетов приведено на рис. 2.

Сформируем набор тестовых сигналов (в данном случае два тестовых набора случайных значений), имеющих, к примеру, нормальный и равномерный законы распределения. Математическое ожидание $M_i^{(\Delta\omega)} = 2 \cdot \pi \cdot 10^{10}$ рад/с и среднеквадратическое отклонение $\sigma_i^{(\Delta\omega)} = 2 \cdot \pi \cdot 10^3$ рад/с ($i=1, 2$) для каждого из указанных распределений принимаются такими же, как и полученные значения для исследуемого процесса.

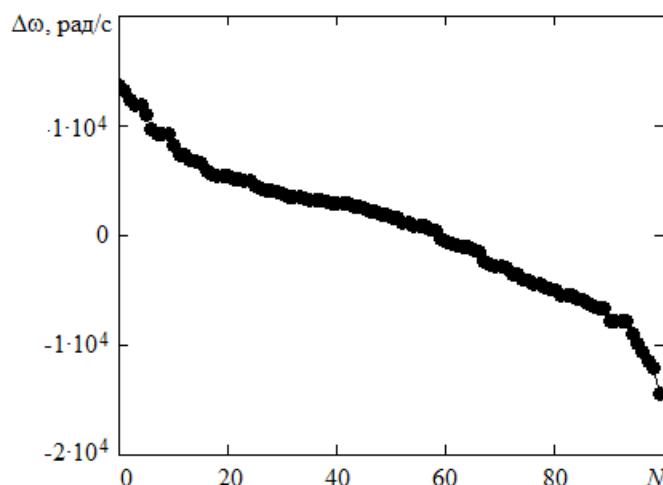


Рис. 2. Распределение ранжированных отсчетов исследуемого сигнала

Для каждого из тестовых процессов при формировании получены наборы отсчетов случайных отклонений частоты сигнала от среднего значения $\Delta\omega_n^{(1)}$ и $\Delta\omega_n^{(2)}$. Случайные значения, соответствующие возможным реализациям указанных законов распределения, приведены на рис. 3.

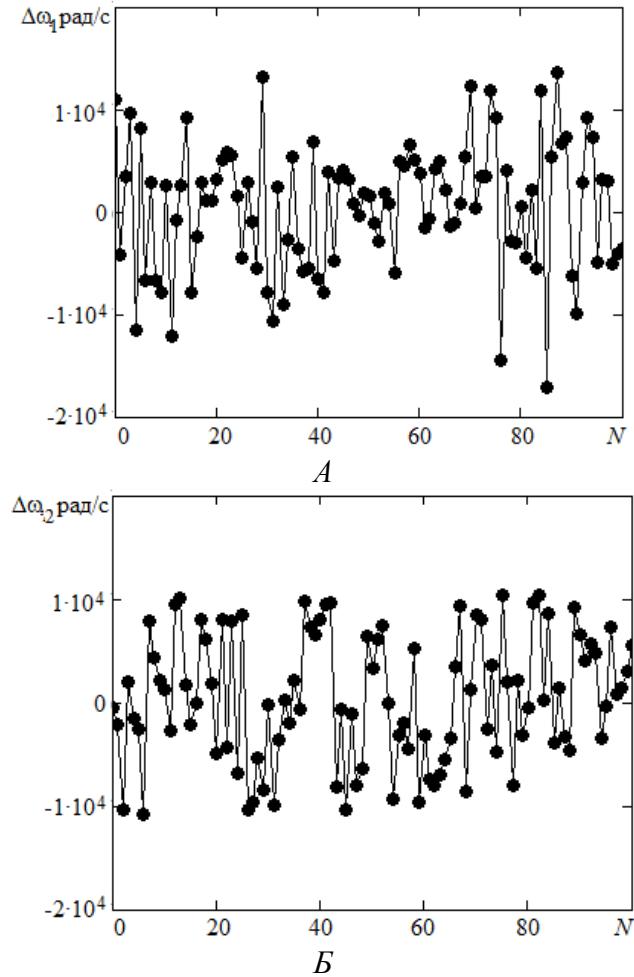


Рис. 3. Значения отсчетов реализации случайного процесса при различных законах распределения: *а* – нормальному; *б* – равномерном.

Для каждого из тестовых процессов, как и для исследуемого процесса, выполним относительно среднего значения ранжирование полученных случайных значений по убыванию. Полученные распределения ранжированных по убыванию значений указанных случайных процессов приведены на рис. 4.

Вычислим для каждого из тестовых распределений корреляцию между распределением ранжированных значений тестового процесса и исследуемого процесса с использованием соотношения

$$K_i = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \Delta\omega_n \cdot \Delta\omega_n^{(i)}, \quad (i=1, 2). \quad (1)$$

В качестве параметров исследуемого случайного процесса принимаются параметры, тестового случайного процесса, при котором корреляция принимает наибольшее значение.

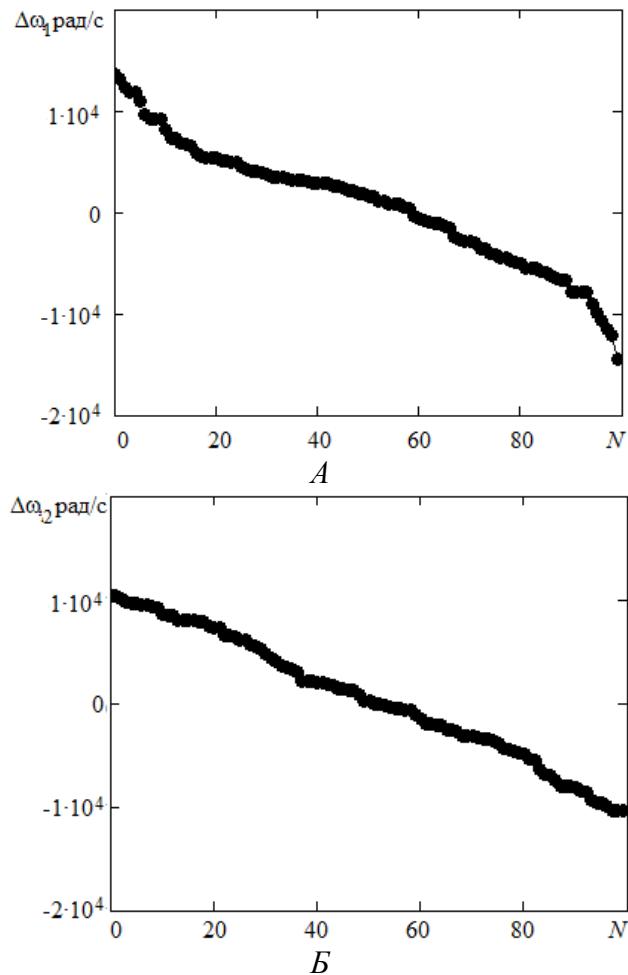


Рис. 4. Распределение ранжированных значений отсчетов реализации случайного процесса при различных законах распределения: *a* – нормальному; *б* – равномерном.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Использование предложенного алгоритма рассмотрим на примере исследуемого сигнала, значения отклонения частоты которого от среднего значения распределены по нормальному закону. Номинальное значение частоты сигнала при моделировании принималось равным $\omega_0 = 1,5 \cdot \pi \cdot 10^{10}$, относительная нестабильность частоты сигнала – 10^{-7} , используемое число отсчетов для определения закона распределения отклонений частоты – 100. По результатам моделирования среднее значение частоты сигнала $M_i^{(\Delta\omega)}$ отличалось от номинального значения частоты на $-681,5$ рад/с, полученное значение относительной нестабильности составило $0,97 \cdot 10^{-7}$.

На основе полученных значений средней частоты сигнала и величины относительной нестабильности, пересчитанной в СКО, сформированы два тестовых сигнала. В первом отклонения частоты отсчетов сигнала были распределены по нормальному закону, во втором – с использованием равномерного закона распределения.

Отношение вычисленных значений корреляции исследуемого процесса со сформированными тестовыми процессами составило $K_1/K_2 = 1,21$. В соответствии с полученным значением принимается, что для исследуемого процесса закон отклонения частоты от среднего значения подчиняется нормальному закону распределения, что полностью согласуется с правилом его моделирования. Таким образом, предложенный

алгоритм позволяет определять закон распределения случайных отклонений частоты, что позволяет более точно оценивать текущие значения частоты от номинального значения и соответственно стабилизировать частотно-временные параметры сигналов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Актуальность проведенных исследований определяется постоянным ростом требований к стабильности частотно-временных параметров сигналов, обусловленным широким использованием сигналов в инфокоммуникационных системах. Использование методов фазовой автоподстройки частоты имеет ограниченные возможности по обеспечению высокостабильных сигналов, связанные со сложностью построения и эксплуатации высокостабильных задающих генераторов. Возможность дальнейшего повышения стабильности частотно-временных параметров может быть связана с получением оценок отклонений текущих значений частоты от номинальных значений на основе статистического метода. Однако корректная реализация данного метода связана с наличием априорной информации о законе распределения отклонений частоты. Предложенный алгоритм позволяет без значительных вычислительных затрат определять как закон распределения, так и его параметры, характеризующие отклонения текущих значений частоты от номинальных значений. Это позволяет расширить возможность применения метода статистической стабилизации частоты и повысить его точность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Светличный Ю.А., Дегтярев П.А. Синхронизация и передача данных в радиотехнических системах с территориально распределенными сегментами // Доклады ТУСУР, Томск, Россия. Октябрь 20-21. 2019, Т. 22, № 3. - С. 7-12.
2. Винограденко А.М., Будко Н.П. Адаптивный контроль технического состояния сложных технических объектов на основе интеллектуальных технологий // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2020, Т. 14, № 1. - С. 25-36.
3. Габриэльян Д.Д., Костенко П.И., Сафарьян О.А. Особенности использования статистического метода стабилизации частоты генераторов в распределенных информационно-измерительных системах // Научный Вестник МГТУ ГА. 2019. Т. 22, № 06. - С. 75-86.
4. 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, № 05. - С. 19-28.
5. Сафарьян О.А., Алферова И.А., Найденова Ю.И. Алгоритм оценивания частотно-временных параметров сигналов одновременно и независимо функционирующих генераторов с использованием экспертных систем // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции: в 6 т. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2022.– С. 12–18.

REFERENCES

1. Svetlichny Yu. A., and Degtyarev P. A. 2019 Sinhronizaciya i peredacha dannyh v radiotekhnicheskikh sistemah s territorial'no raspredelennymi segmentami [Synchronization and data transmission in radio engineering systems with geographically distributed segments]. Reports of TUSUR [Doklady TUSUR]. Tomsk, № 3.Vol. 22, - pp. 7-12.
2. Vinogradenko, A.M., Budko, N.P. 2020 Adaptivnyj kontrol' tekhnicheskogo sostoyaniya slozhnyh tekhnicheskikh ob"ektov na osnove intellektual'nyh tekhnologij [Adaptive control

- of the technical condition of complex technical objects based on intelligent technologies]. T-Comm, Vol. 14, no. 1, - pp. 25-36.
3. Gabrielyan, D.D., Kostenko, P.I. and Safaryan, O.A. 2019. Osobennosti ispolzovaniya statisticheskogo metoda stabilizatsii chastoty generatorov v raspredelennykh informatsionno-izmeritelnykh sistemakh [Features of the use of the statistical method of frequency stabilization of generators in distributed information-measuring systems]. Civil Aviation High Technologies, Vol. 22, no. 6, - pp. 75-86.
 4. Gabrielyan, D.D., Kostenko, P.I. and Safaryan, O.A. 2020. Povysheniye stabilnosti chastoty VCh-signalov v peredayushchem ustroystve kursovogo radiomayaka na osnove statisticheskogo otsenivaniya faz [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.
 5. Safaryan O.A., Alferova I.A., Naydenova J.I. Algorithm for estimating the time-frequency parameters of signals of simultaneously and independently functioning generators using expert systems // Radar, navigation, communication: a collection of proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference: 6 v. – Voronezh: Voronezh State University, 2022. – pp. 12–18.

МЕТОД ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

А. Р. Рюмшин¹, И. М. Гаврилов², М. О. Лихоманов²

¹АО «Головное производственно-техническое предприятие «Гранит», Москва, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен метод, позволяющий оценить эффективность фазированных антенных решеток с учетом наиболее существенных факторов: их направленных свойств; различных амплитудных и фазовых распределений диаграммы направленности; возможности электронного сканирования луча; ошибок дискретизации фазы при цифровом управлении лучом; возникновения отказов элементов. В качестве показателей для оценки эффективности фазированных антенных решеток используются: диаграмма направленности; эффективность апертуры; коэффициент направленного действия; коэффициент усиления.

Ключевые слова: метод оценки эффективности, фазированная антенная решетка, аппроксимация диаграммы направленности, элементы фазированной антенной решетки, отказы элементов.

THE METHOD FOR EVALUATING THE EFFECTIVENESS OF PHASED ANTENNA ARRAYS

A. R. Ryumshin¹, I. M. Gavrilov², M. O. Likhomanov²

¹Joint Stock Company «Head center «Granit», Moscow, Russia

²MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The method proposes to evaluate the effectiveness of phased antenna arrays. It is take into account the most significant factors: their directional properties; different amplitude and phase distributions of the radiation pattern; the possibility of electron beam scanning; phase sampling errors during digital beam control; the occurrence of failures of elements of phased antenna arrays. Directional pattern; aperture efficiency; directional coefficient; gain factor are used as indicators for evaluating the effectiveness of phased antenna arrays.

Keywords: efficiency evaluation method, phased array antenna, radiation pattern approximation, phased array elements, element failures.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях сложной помехово-целевой обстановки, когда угловые скорости и число целей велики, использование фазированных антенных решеток (ФАР) позволяет обеспечить эффективный обзор всего сектора ответственности и получение информации за малый промежуток времени за счет электронного сканирования луча, формирования сложной многолучевой диаграммы направленности (ДН). При этом обеспечивается управляемый обзор с изменением скорости поиска и сопровождения целей за счет изменения ширины луча. Это обуславливает широкое использование ФАР в средствах радиолокации, радионавигации, связи, радиоэлектронной борьбы [1, 2]. При разработке этих средств, проведении технико-экономического анализа и выбора вариантов их построения требуется оценка эффективности фазированных антенных решеток с учетом наиболее существенных факторов: направленных свойств ФАР; различных амплитудных и фазовых распределений диаграммы направленности;

возможности электронного сканирования луча; ошибок дискретизации фазы при цифровом управлении лучом; возникновения отказов элементов ФАР.

Цель работы состоит в разработке метода оценки эффективности функционирования ФАР с учетом: их направленных свойств; различных амплитудных и фазовых распределений диаграммы направленности; возможности электронного сканирования луча; ошибок дискретизации фазы при цифровом управлении лучом; возникновения отказов элементов.

В качестве показателей для оценки эффективности ФАР используются: диаграмму направленности; эффективность апертуры; коэффициент направленного действия; коэффициент усиления.

2. МОДЕЛЬ ФАР

Фазированная антенная решетка представляет собой прямоугольную апертуру изотропных элементов размером L_x по азимуту и L_y по углу места, с электронным сканированием, структура которой представлена на рисунке 1. Элементы этой плоской двумерной ФАР расположены в плоскости $x - y$. В направлении оси x решетка имеет M элементов в виде параллельных строк с расстоянием d_x . В направлении оси y размещены N элементов – столбцов, расположенных параллельно на расстоянии d_y друг от друга. Общее число элементов решетки равно $M \cdot N$. $L_x \approx M d_x$; $L_y \approx N d_y$.

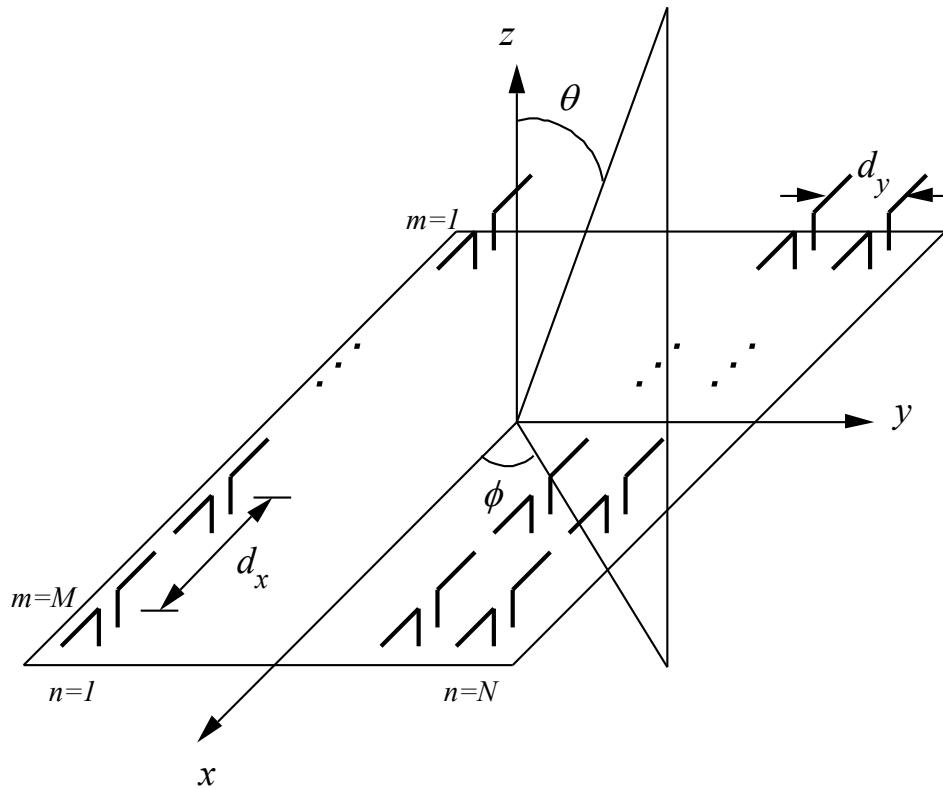


Рис. 1. Структура фазированной антенной решетки

Предполагается, что распределение ДН ФАР разделимо в двух основных плоскостях, то есть [3]:

$$F(\theta, \phi) = F_x(\theta, \phi) \cdot F_y(\theta, \phi). \quad (1)$$

ДН по азимуту и углу места определяются:

$$F_x(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M A_{xm} e^{-j\Phi_{xm}} \exp(jkd_x \sin \theta \cos \phi (m-1)), \quad (2)$$

$$F_y(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_{yn} e^{-j\Phi_{yn}} \exp(jkd_y \sin \theta \sin \phi (n-1)), \quad (3)$$

где $k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны радиолокационной станции (РЛС); A_{xm} и A_{yn} амплитуда возбуждения излучателя в азимутальной и угломестной плоскости соответственно; Φ_{xm} , Φ_{yn} – межэлементные фазовые сдвиги, необходимые для сканирования луча.

Для аппроксимации ДН используются: равномерное амплитудное распределение ($A_{xm} = A_{yn} = 1$); P -параметрическое амплитудное распределение Тейлора; распределение Бейлиса; распределение косинус b -степени на пьедестале.

В случае P -параметрического амплитудного распределения Тейлора ($P = 5$) A_{xm} определяется следующим образом [3]:

$$A_{xm} = 1 + 2 \sum_{p=1}^{P-1} W(p, V, P) \cos \left(p\pi \frac{(m-1)}{M} \right), \quad (4)$$

$$\text{где } W(p, V, P) = \left[(P-1)! \right]^2 / ((P-1+p)!(P-1-p)!) \prod_{r=1}^{P-1} \left[1 - \frac{p^2}{\zeta_r^2} \right];$$

$$\zeta_r^2 = \left(V^2 + (r-0,5)^2 \right) \cdot \omega^2; \quad \omega^2 = \frac{P^2}{V^2 + (P-0,5)^2}; \quad V = \frac{1}{\pi} \ln \left(G_B + \sqrt{G_B^2 - 1} \right).$$

Для ДН с амплитудным распределением косинус b -степени на пьедестале A_{xm} можно определить [3]:

$$A_{xm} = (1 - G_B) \cos^b \left(\frac{(m-1)}{M} \right) + G_B. \quad (5)$$

Для разностной ДН в случае амплитудного распределения Бейлиса A_{xm} определяется [3]:

$$A_{xm} = \sum_{p=0}^{P-1} W_p \sin \left(\frac{\pi(m-1)}{(p+0,5)M} \right), \quad (6)$$

$$\text{где } W_p = -(-1)^p (p-0,5)^2 \left(\prod_{r=1}^{P-1} \left[1 - \frac{(p+0,5)^2}{\sigma^2 \zeta_r^2} \right] \right) / \left(\prod_{\substack{r=0 \\ r \neq p}}^{P-1} \left[1 - \frac{(p+0,5)^2}{(r+0,5)^2} \right] \right); \quad P \text{ – параметр}$$

распределения ($P = 5$).

Для определения A_{yn} могут быть использованы выражения (4)–(6), в которых $M = N$.

Большинство фазовращателей ФАР имеют цифровое управление независимо от того, как в них осуществляется фазовый сдвиг – аналоговым или цифровым способом. Преимуществами цифрового управления фазовращателями являются: улучшенная стабильность; удобство управления с помощью электронных вычислительных машин. При цифровом управлении задаются дискретные значения фазового сдвига и имеется наименьшее его значение, соответствующее одному разряду. K -разрядный фазовращатель обеспечивает фазовый сдвиг на элемент (шаг квантования), равный $\Delta\phi = 2\pi/2^K$. Таким образом, при электронном сканировании ФАР идеальная линейная

фазовая характеристика аппроксимируется ступенчатой кривой, что порождает ошибки, которые ведут к увеличению боковых лепестков ДН ФАР.

3. ОКРУГЛЕНИЕ ФАЗОВЫХ ОШИБОК ПРИ РАСЧЕТЕ ДН ФАР

Для расчетов ДН ФАР можно воспользоваться следующими алгоритмами округления фазовых ошибок: округление до меньшего целого; случайное округление; взвешенное случайное округление, реализующее «нечеткую логику».

Для случая округления фазовых ошибок до меньшего целого значения Φ_{Xm} определяется следующим образом:

$$\Phi_{Xm} = E \left[\frac{\Phi_{XTm} + \sigma_{шкв}}{\Delta\phi} \right] \Delta\phi, \quad (7)$$

где $E[\cdot]$ – операция округления до ближайшего меньшего целого числа; Φ_{XTm} – точное значение фазы; $\Phi_{XTm} = (m-1)kd_x \sin\theta_0 \sin\phi_0$; θ_0, ϕ_0 – углы, задающие направление главного луча ДН антенны; $\sigma_{шкв}$ – среднеквадратическое отклонение шумов квантования ($\sigma_{шкв} = 10^{-4}$). Для определения Φ_{Yn} может использоваться выражение (7), в котором $\Phi_{XTm} = \Phi_{YTn}$.

На рисунке 2 представлена диаграмма направленности для линейной ФАР из 50 элементов с амплитудным распределением Тейлора ($G_B = 35$ дБ); $d = 0,4\lambda$; $\theta_0 = 30^\circ$, использующей четырехразрядные фазовращатели и алгоритм округления фазовых ошибок до ближайшего меньшего целого числа (кривая 1).

Округление до ближайшего меньшего целого числа приводит к периодическим ошибкам квантования, которые ведут к увеличению боковых лепестков ДН ФАР. Расчеты показывают, что увеличение разрядности фазовращателей ведет к уменьшению боковых лепестков ДН ФАР, так на рисунке 2 (кривая 2) обозначена ДН ФАР, построенная при тех же исходных данных, но для семиразрядных фазовращателей.

Алгоритм случайного округления фазовых ошибок предполагает равновероятное определение значения Φ_{Xm} с помощью (7) и использует следующее выражение:

$$\Phi_{Xm} = E \left[\frac{\Phi_{XTm} + \sigma_{шкв}}{\Delta\phi} \right] \Delta\phi + \Delta\phi. \quad (8)$$

Для определения Φ_{Yn} используются (7) и (8), в которых $\Phi_{XTm} = \Phi_{YTn}$. Результаты вычислений показывают, что использование алгоритма случайного округления фазовых ошибок не приводит к компенсации периодических ошибок квантования.

При взвешенном случайном округлении определяется систематическая ошибка отбора следующим образом:

$$\delta\Phi_{Xm} = \frac{\Phi_{XTm} - \Phi_{Xm}}{\Delta\phi}, \quad (9)$$

где Φ_{Xm} определяется с использованием выражения (7).

Затем вычисляется решающее правило:

$$\Omega = \delta\Phi_{Xm} + \xi \quad (10)$$

где ξ – равномерно распределенное случайное число в интервале (0,1). В случае, если $\Omega < 1$, для определения Φ_{Xm} используется (7), а если $\Omega \geq 1$ – выражение (8). Для расчета Φ_{Yn} используются (9) и (10), в которых $\Phi_{Xm} = \Phi_{Yn}$, $\Phi_{XTm} = \Phi_{YTn}$, и аналогичный критерий.

$F(\theta, \phi)$, дБ

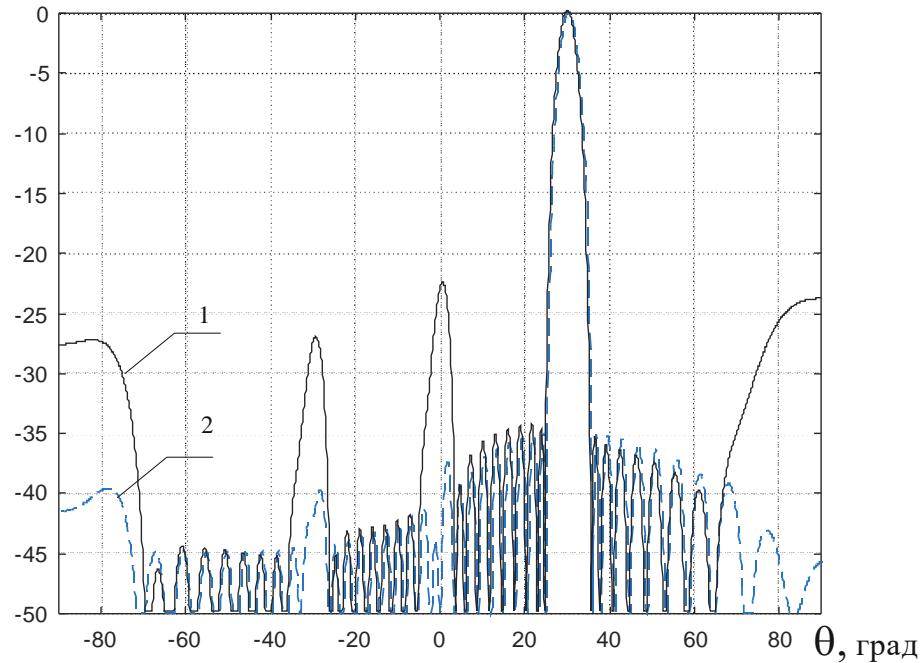


Рис. 2. Диаграммы направленности ФАР, использующих алгоритм округления фазовых ошибок до ближайшего меньшего числа

На рисунке 3 представлены ДН ФАР, использующих алгоритм взвешенного случайного округления фазовых ошибок, построенные для исходных данных рисунка 2. Кривая 1 соответствует ФАР с четырехразрядными фазовращателями, а кривая 2 – с семиразрядными.

$F(\theta, \phi)$, дБ

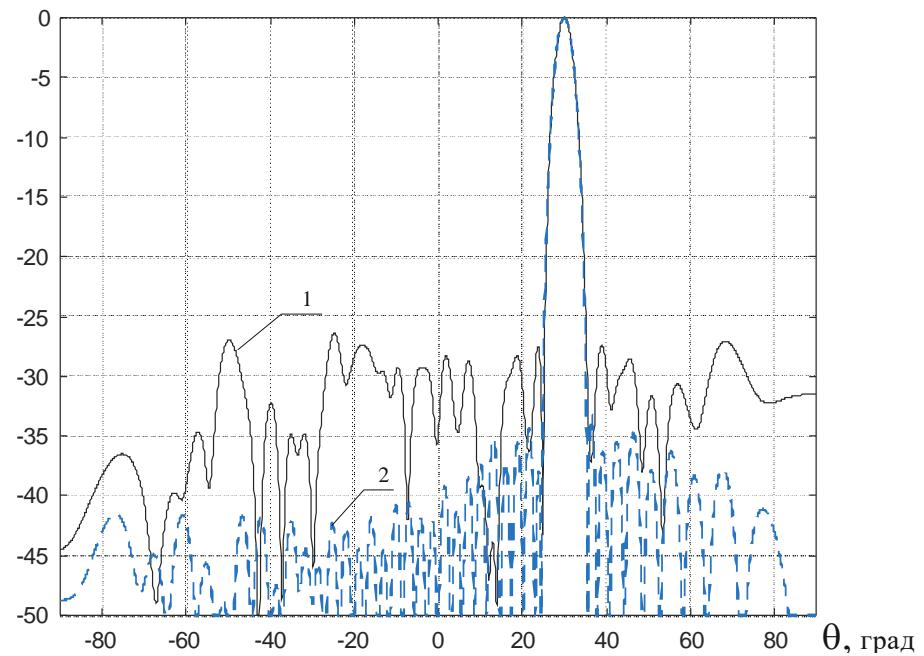


Рис. 3. Диаграммы направленности ФАР, использующих алгоритм взвешенного случайного округления фазовых ошибок

Сравнение результатов расчетов позволяет утверждать, что алгоритм взвешенного случайного округления фазовых ошибок удаляет периодические ошибки квантования, причем результирующая среднеквадратичная ошибка меньше максимальной ошибки при использовании округления до ближайшего меньшего целого числа.

На рисунке 4 представлена ДН для плоской ФАР, использующей восьмиразрядные фазовращатели и алгоритм взвешенного случайного округления фазовых ошибок, со следующими характеристиками: $M = 20$; $d_x = 0,3\lambda$; распределение по азимуту косинус четвертой степени на пьедестале ($G_B = 35$ дБ); $N = 30$; $d_y = 0,5\lambda$; распределение по углу места Тейлора ($P = 5$) ($G_B = 30$ дБ); $\theta_0 = 20^\circ$; $\phi_0 = 30^\circ$.

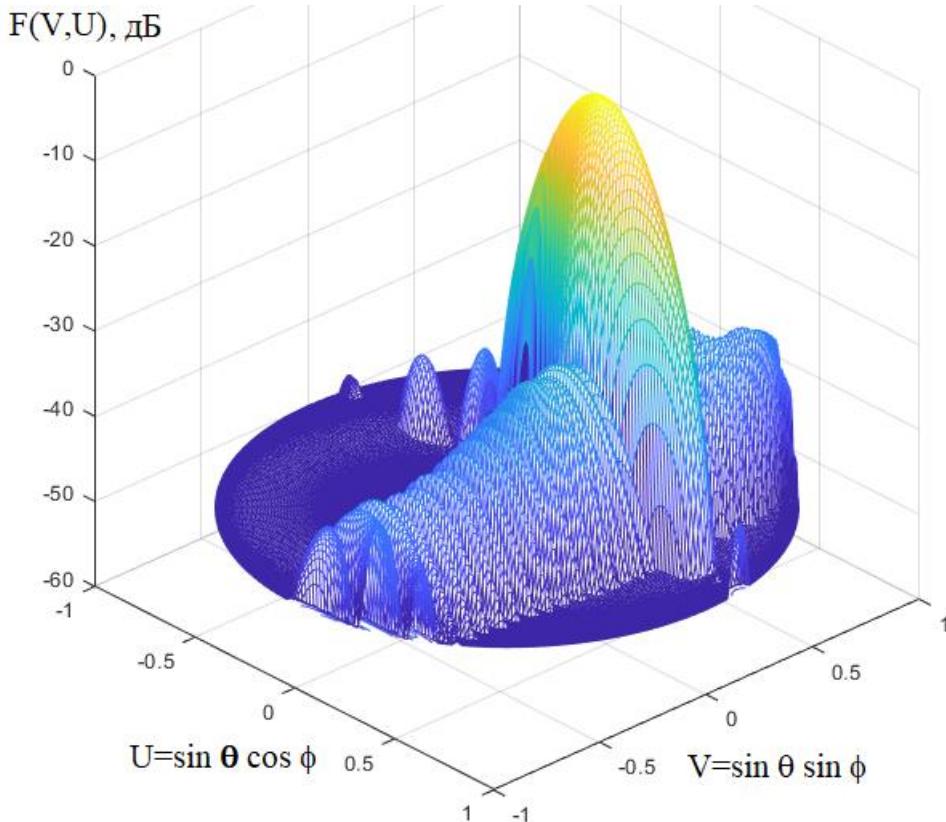


Рис. 4. Диаграммы направленности ФАР

4. ОКРУГЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ФАР

Эффективность апертуры ДН определяется следующим образом [3]:

$$\rho_A = \frac{F^2(\theta, \phi)}{\left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{xm} A_{yn} \right)^2} \quad (11)$$

Коэффициент направленного действия такой ФАР: $D_{\text{ФАР}}(\theta, \phi) = \frac{4\pi L}{\lambda^2} \rho_A$, где

$L = L_x L_y$ – размер апертуры ФАР. Коэффициент усиления антенной решетки имеет следующий вид: $G(\theta, \phi) = D_{\text{ФАР}}(\theta, \phi) \eta$, где η – коэффициент полезного действия ФАР.

Отказы элементов ФАР при расчетах учитываются следующим образом. Формируются множества $B_x = \{B_{x1}, \dots, B_{xM}\}$ и $B_y = \{B_{y1}, \dots, B_{yN}\}$ равномерно распределенных случайных чисел в интервале (0,1). Амплитуды возбуждения

излучателей, используемые в выражениях (2) и (3), с учетом отказов элементов ФАР определяются:

$$A_{Xm} = \begin{cases} 0, & B_{Xm} \leq P_{\text{отк}}, \\ A_{Xm}, & B_{Xm} > P_{\text{отк}} \end{cases}, m = \overline{1, M},$$

$$A_{Yn} = \begin{cases} 0, & B_{Yn} \leq P_{\text{отк}}, \\ A_{Yn}, & B_{Yn} > P_{\text{отк}} \end{cases}, n = \overline{1, N},$$
(12)

где $P_{\text{отк}}$ – вероятность отказа элемента ФАР.

На рисунке 5 представлена ДН линейной ФАР из 50 элементов, построенная с использованием разработанного метода, для следующих исходных данных: амплитудное распределение Бейлиса ($G_B = 30$ дБ); $d = 0,3\lambda$; $\theta_0 = 0^\circ$. Кривая 1 соответствует случаю отсутствия отказов элементов ФАР ($\rho_A = 0,8528$), а кривая 2 построена для $P_{\text{отк}} = 0,1$ ($\rho_A = 0,7404$).

$F(\theta, \phi)$, дБ

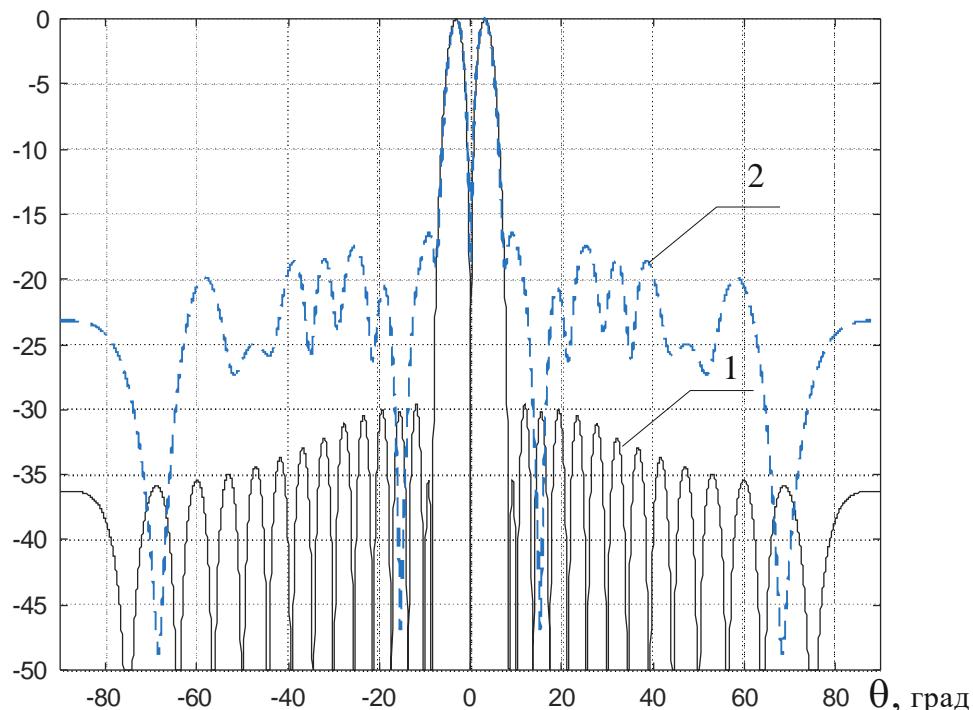


Рис. 5. ДН линейной ФАР, использующей амплитудное распределение Бейлиса

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный метод оценки эффективности ФАР позволяет определить их основные параметры (эффективность апертуры, коэффициент направленного действия, коэффициент усиления) и построить ДН ФАР с учетом возможных отказов элементов. Метод может быть использован при проведении технико-экономического анализа и выбора вариантов построения средств радиолокации, радионавигации, связи, радиоэлектронной борьбы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перунов Ю. М., Мацукевич В. В., Васильев А. А. Зарубежные радиоэлектронные средства. Кн. 1–3 / Под ред. Перунова Ю. М. М.: Радиотехника, 2010.

2. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. Воронеж: Научная книга, 2014. – 590 с.
3. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012. – 559 с.

REFERENCES

1. Perunov Yu. M., Matskevich V. V., Vasil'ev A. A. Zarubezhnye radioelektronnye sredstva. Kn. 1–3 / Pod red. Perunova Yu. M. M.: Radiotekhnika, 2010.
2. Len'shin A. V. Bortovye sistemy i kompleksy radioelektronnogo podavleniya. Voronezh: Nauchnaya kniga, 2014. – 590 p.
3. Khansen R. S. Fazirovannye antennye reshetki. M.: Tekhnosfera, 2012. 559 p.

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ЛИНИЙ РАВНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РЛС

С. А. Воронцова¹

¹ФГАОУ ВО «Самарский национальный исследовательский университет имени академика С. П. Королёва» (Самарский университет), Самара, Россия

Аннотация. В работе рассмотрено формирование линий равных дальностей (изодал) двухпозиционной радиолокационной станции (РЛС). Линии равных дальностей двухпозиционной РЛС представляют собой сечения эллипсоида с фокусами в точках расположения приёмника и передатчика, то есть сечения поверхности равной дальности для двухпозиционной системы плоскостью просматриваемого участка поверхности Земли. На основе принципа формирования получено уравнение линий равных доплеровских частот двухпозиционной радиолокационной станции, учитывающее параметры геометрии взаимного расположения приёмника и передатчика двухпозиционной радиолокационной станции.

Ключевые слова: линия равных дальностей; двухпозиционная радиолокационная станция; база; земная поверхность.

METHOD FOR CONSTRUCTING LINES OF EQUAL RANGE FOR BISTATIC RADAR

S. A. Vorontsova¹

¹Federal State Autonomous Educational Institution for Higher Education "Samara National Research University named after S.P. Korolyov" (Samara University), Samara, Russia

Abstract. The paper considers the formation of equal range lines (isodal) of a bistatic radar station (RLS). Lines of equal range of a bistatic radar are sections of an ellipsoid with foci at the points of location of the receiver and transmitter, that is, a section of the surface of equal range for a bistatic system by the plane of the viewed area of the Earth's surface. Based on the principle of formation, the equation of lines of equal Doppler frequencies of a two-position radar station is obtained, taking into account the geometry parameters of the relative position of the receiver and transmitter of a bistatic radar station.

Keywords: line of equal range; bistatic radar station; base; terrestrial surface.

1. ВВЕДЕНИЕ

При обнаружении низколетящих целей с помощью РЛС существенную трудность создают мощные отражения зондирующего сигнала от Земли. Для оценки мощности этих отражений, а также для выявления характера влияния параметров взаимного расположения носителей двухпозиционной РЛС на их величину с целью повышения отношения сигнала и шума, требуется получить уравнения линий равных дальностей и равных доплеровских частот, ограничивающих участки мешающих отражений, которые являются элементами разрешения для случая картографирования. Что позволяет также выявить влияние параметров и на величину элемента разрешения с целью повышения разрешающей способности.

Выражения для линий равных доплеровских частот были получены в предыдущей работе [1], поэтому в данной работе выведем уравнение линий равных дальностей.

2. УРАВНЕНИЕ ЛИНИЙ РАВНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РЛС

Линии равных дальностей [2–13] двухпозиционной РЛС представляют собой сечения эллипсоида с фокусами в точках расположения приёмника (R) и передатчика (T), то есть сечения поверхности равной дальности для двухпозиционной системы плоскостью просматриваемого участка поверхности Земли.

Получим уравнение линии равных дальностей двухпозиционной РЛС, учитывающее параметры взаимного расположения носителей, для топологии системы, приведённой на рисунке 1.

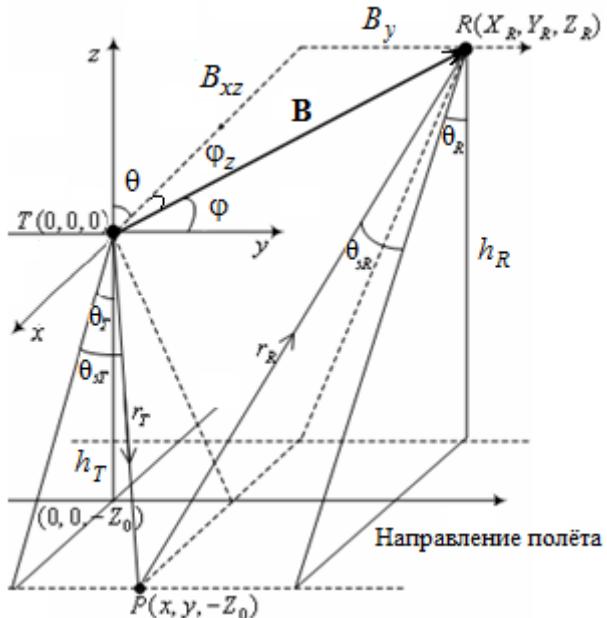


Рис. 1. Топология двухпозиционной РЛС.

Носители приёмника (R) и передатчика (T) могут осуществлять как параллельный полёт, в том числе на разных высотах (h_T, h_R), так и полёт друг за другом, возможен и смешанный вариант, то есть вектор базы B может иметь составляющие по всем трём осям координат: B_x, B_y, B_z .

Для того, чтобы получить уравнение линий равных дальностей, требуется осуществить переход от системы координат xyz с началом координат – в точке расположения передатчика (T), ось z которой направлена перпендикулярно поверхности Земли, а плоскость xy расположена параллельно поверхности Земли, к системе координат $x_{нов}, y_{нов}, z_{нов}$, связанной с эллипсоидом, с началом координат в точке – посередине между R и T , осью $x_{нов}$ – вдоль линии базы B с направлением от точки R к точке T и осью $z_{нов}$, перпендикулярной плоскости, проходящей через ось u и линию базы B (рисунок 1). Переход осуществляется путём смещения начала координат вдоль линии базы B на половину её длины, то есть вдоль оси $x_{нов}$ в направлении, противоположном её направлению, предварительно осуществив два последовательных поворотов осей:

1) поворота осей x и z вокруг оси y на величину угла θ_y , образованного отрицательной полуосью x с плоскостью, содержащей базу и ось y , (либо с проекцией базы (B_{xz}) на плоскости zx), для того, чтобы ось x лежала в этой плоскости (что в большинстве случаев равносильно совмещению этой полуоси с проекцией базы B_{xz}), при этом угол поворота θ_y полагаем положительным ($\theta_y > 0$), если он отложен от

отрицательной полуоси x против часовой стрелки, и – отрицательным ($\theta_y < 0$), если – по часовой (для соответствия положительных и отрицательных значений углов, рассчитываемых по формулам (1), зададим диапазон значений углов: $\theta_y \in [-\pi; \pi]$ и $\theta \in [-\pi/2; 3\pi/2]$, при $B_x = 0$ и $B_z = 0$ следует считать $\theta_y = 0$ радиан):

$$\left. \begin{aligned} \theta_y &= \pi/2 - \theta = \operatorname{sgn}(B_z) \cdot \left(\frac{\pi}{2} + \operatorname{sgn}(B_x) \cdot \frac{\pi}{2} \right) - \operatorname{sgn}(B_x) \cdot \arcsin \left(\frac{B_z}{B_{xz}} \right) = \\ &= \operatorname{sgn}(B_z) \cdot \left(\pi - \arccos \left(\frac{B_x}{B_{xz}} \right) \right), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где θ – значение угла между положительной полуосью z и плоскостью, проходящей через ось y и линию базы B , что в большинстве случаев равносильно значению угла между положительной полуосью z и проекцией базы на плоскость zx (B_{xz}), которое имеет положительный знак, если угол отложен по часовой стрелке от положительной полуоси z , и – отрицательный, если – против часовой; при $B_x = 0$ и $B_z = 0$ следует считать $\theta = \pi/2$, радиан;

$\operatorname{sgn}(B_z)$ – знак координаты z вектора базы или функция, которая принимает значение отрицательной единицы, если направления проекции базы на ось z (B_z) и оси z сонаправлены, и – положительной единицы, если – противоположно направлены;

$B_z = h_R - h_T$ – координата z вектора базы \mathbf{B} , то есть величина проекции вектора базы на направление z (в случае сонаправленности имеет положительный знак, в случае противоположной направленности – отрицательный знак), м;

h_R – высота полёта носителя приёмника (R), м;

h_T – высота полёта носителя передатчика (T), м;

$\operatorname{sgn}(B_x)$ – знак координаты x вектора базы \mathbf{B} ;

B_x – координата x вектора базы \mathbf{B} , м;

$B_{xz} = \sqrt{B_x^2 + B_z^2} = B \cdot \cos \varphi_z = \frac{B_z}{\sin \theta_y}$ – величина проекции линии базы B на плоскость zx (полагаем всегда положительной), при $B_x = 0$ и $B_z = 0$ следует считать $B_{xz} = 0$, м;

B – модуль вектора базы \mathbf{B} , м;

φ_z – значение угла для второго поворота осей, $\varphi_z \in [-\pi/2; \pi/2]$, радиан;

2) поворота оси y и повёрнутой оси x вокруг повёрнутой оси z на величину угла φ_z , образованного новым положением отрицательной полуоси x (или проекцией базы B_{xz} , в случае совмещения с отрицательной полуосью x , что достигается при $B_{xz} \neq 0$) и линией базы B , с целью наложения отрицательной полуоси x на B (либо совпадения B_{xz} и B в случае, если $B_{xz} \neq 0$), при этом направление «по часовой стрелке» соответствует случаю $\varphi_z > 0$, а направление «против часовой» – случаю $\varphi_z < 0$, величину угла $\varphi_z \in [-\pi/2; \pi/2]$ можно вычислить по формулам:

$$\varphi_z = \pi/2 - \varphi = \arcsin(B_y/B) = \operatorname{sgn}(B_y) \cdot \arccos(B_{xz}/B), \quad (2)$$

где φ – значение угла, откладываемого от положительного направления y против часовой стрелки до вектора базы \mathbf{B} , $\varphi \in [0; \pi]$, радиан;
 $\operatorname{sgn}(B_y)$ – знак координаты y вектора базы \mathbf{B} .

Общие выражения (1) можно представить в виде частных формул в системе координат zx , тогда справедливы выражения:

1) для первой (верхние знаки в формуле верны) и второй (нижние знаки в формуле верны) четвертей, то есть при $B_x > 0$:

$$(\theta_y)_{I;II} = \pm\pi - \arcsin(B_z/B_{xz}) = \pm\pi \mp \arccos(B_x/B_{xz}); \quad (3)$$

2) для третьей (верхние знаки) и четвёртой (нижние знаки), то есть при $B_x < 0$:

$$(\theta_y)_{III;IV} = \arcsin(B_z/B_{xz}) = \mp\pi \pm \arccos(B_x/B_{xz}); \quad (4)$$

3) для первой и четвёртой, то есть при $B_z > 0$:

$$(\theta_y)_{I;IV} = +\pi - \arccos\left(\frac{B_x}{B_{xz}}\right); \quad (5)$$

4) для второй и третьей, то есть при $B_z < 0$:

$$(\theta_y)_{II;III} = -\pi + \arccos\left(\frac{B_x}{B_{xz}}\right). \quad (6)$$

С учётом вышесказанного уравнение линий равных дальностей двухпозиционной РЛС можно получить как решение системы уравнений:

$$\begin{cases} \frac{(x_{\text{нов.}})^2}{a^2} + \frac{(y_{\text{нов.}})^2}{b^2} + \frac{(z_{\text{нов.}})^2}{b^2} = 1; z = -h_T; \\ x_{\text{нов.}} = B/2 + (x \cdot \cos \theta_y - z \cdot \sin \theta_y) \cdot \cos \varphi_z - y \cdot \sin \varphi_z; \\ y_{\text{нов.}} = (x \cdot \cos \theta_y - z \cdot \sin \theta_y) \cdot \sin \varphi_z + y \cdot \cos \varphi_z; \\ z_{\text{нов.}} = x \cdot \sin \theta_y + z \cdot \cos \theta_y. \end{cases} \quad (7)$$

Здесь первое уравнение – уравнение эллипсоида (поверхности равных дальностей двухпозиционной РЛС), второе – уравнение плоскости просматриваемого участка поверхности Земли, остальные уравнения – выражения для перехода из системы координат xuz к $x_{\text{нов.}}, y_{\text{нов.}}, z_{\text{нов.}}$. Новые координаты, выраженные через углы φ и θ (рисунок 1), равны:

$$\begin{cases} x_{\text{нов.}} = B/2 + (x \cdot \sin \theta - z \cdot \cos \theta) \cdot \sin \varphi - y \cdot \cos \varphi; \\ y_{\text{нов.}} = (x \cdot \sin \theta - z \cdot \cos \theta) \cdot \cos \varphi + y \cdot \sin \varphi; \\ z_{\text{нов.}} = x \cdot \cos \theta + z \cdot \sin \theta. \end{cases} \quad (8)$$

Уравнением линий равных дальностей является решение уравнения эллипсоида с подставленными в него выражениями для координат и приведённого к виду квадратного уравнения:

$$y(x) = \left(-\bar{b}(x) \pm \sqrt{(\bar{b}(x))^2 - 4 \cdot \bar{a} \cdot \bar{c}(x)} \right) / (2 \cdot \bar{a}). \quad (9)$$

Коэффициенты квадратного уравнения равны:

$$\bar{a} = \frac{\sin^2 \varphi_z}{a^2} + \frac{\cos^2 \varphi_z}{b^2}; \quad (10)$$

$$\bar{b}(x) = \frac{-B \cdot b^2 \cdot \sin \varphi_z + (x \cdot \cos \theta_y + h_T \cdot \sin \theta_y) \cdot (a^2 - b^2) \cdot \sin(2 \cdot \varphi_z)}{a^2 \cdot b^2}; \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{c}(x) &= \frac{\left(\frac{B}{2} + (x \cdot \cos \theta_y + h_T \cdot \sin \theta_y) \cdot \cos \varphi_z \right)^2}{a^2} + \\ &+ \frac{(x \cdot \sin \theta_y - h_T \cdot \cos \theta_y)^2 + (x \cdot \cos \theta_y + h_T \cdot \sin \theta_y)^2 \cdot \sin^2 \varphi_z}{b^2} - 1, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $a = (r_T + r_R)/2$ – большая полуось эллипсоида, равная половине суммы

наклонных дальностей от передатчика (T) и приёмника (R), м;

$b = \sqrt{a^2 - (B/2)^2}$ – малая полуось эллипсоида, м.

В качестве примера линии равных дальностей, построенные по разработанной методике для случая параллельного полёта на равных высотах носителей РЛС, приведены на рисунке 2.

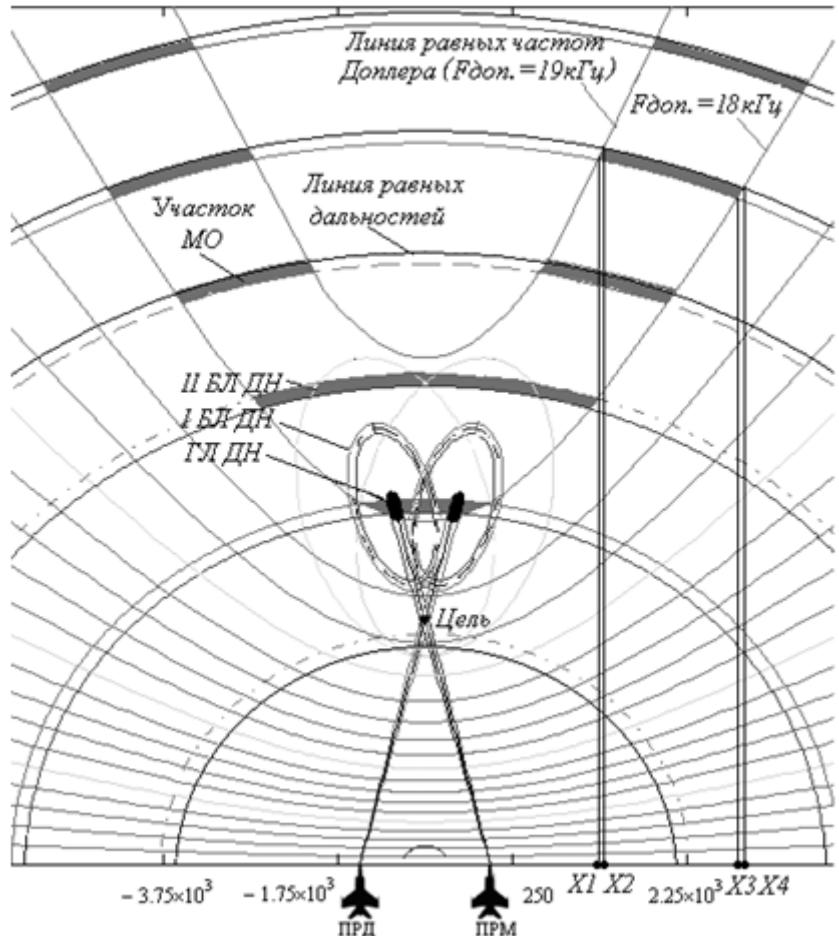


Рис. 2. Семейство графиков линий равных дальностей, построенные по разработанной методике, и линий равных доплеровских частот двухпозиционной РЛС (здесь БЛ ДН – боковой лепесток диаграммы направленности, ГЛ – главный лепесток, участок МО – участок мешающих отражений (элемент разрешения))

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе получено уравнение линий равных дальностей для двухпозиционной радиолокационной станции, учитывающее параметры взаимного расположения её носителей, которое позволяет совместно с уравнением линий равных доплеровских частот рассчитать величину элемента разрешения, а также оценить мощность мешающих отражений от Земли при обнаружении низколетящей цели. Учёт параметров взаимного расположения позволяет повысить отношение сигнала к шуму без повышения энергетического потенциала системы.

Полученное уравнение подходит для построения линий и расчёта разрешения по дальности в любой точке на поверхности Земли в зоне обзора в отличие от существующего метода градиента [8]. Оно выведено для топологии, где носители приёмника (R) и передатчика (T) могут осуществлять как параллельный полёт, в том числе на разных высотах (h_T, h_R), так и полёт друг за другом, возможен и смешанный вариант, то есть вектор базы B может иметь составляющие по всем трём осям координат.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воронцова С.А. Методика построения линий равных доплеровских частот двухпозиционной РСА. // Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2022), 2022, Т. 3, 27–29 сентября. – С. 108-119.
2. Дудник П. И., Ильчук А. Р., Татарский Б. Г. Многофункциональные радиолокационные системы. М.: Дрофа, 2007. - 283 с.
3. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба [и др.]. М.: Радиотехника, 2010. 675 с.
4. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение (Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли). М.: Радиотехника, 2005. - 368 с.
5. Бакулов П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. - 320 с.
6. Скольник М. И. Справочник по радиолокации. М. : Техносфера, 2014. Т. 2. - 680 с..
7. Moccia A., Chiacchio N., Capone A. Space-borne bistatic synthetic aperture radar for remote sensing applications // Remote Sensing. 2000. Vol. 21, Iss. 18. Pp. 3395-3414.
8. Honghui Yan, Yanfei Wang, Hui Yu, Bingchen Zhang. Analysis of Geometry Resolution Characteristics of Formation flying Satellites Bistatic SAR // Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences. 2004. Pp. 1-4.
9. Krieger G., Fiedler H., Hounam D., Moreira A. Analysis of system concepts for Bi- and Multi-Static SAR missions // IGARSS. 2003. Iss. 2. Pp. 770-772.
10. Ziyue Tang, Shourong Zhang. Principle of Bistatic SAR System // Science Publishing Company. 2003. Pp. 31-40.
11. Homer J., Kubic K., Mojarrabi B., Lex A. Passive bistatic radar sensing with LEOS based transmitters // IGARSS. 2002. Iss. 1. Pp. 438-440.
12. Davies D. E. N. Use of bistatic radar techniques to improve resolution in the vertical plane // Electronics Letters. 1968. V.4. Pp. 170-171.
13. Jackson M.C. The geometry of bistatic radar systems // IEE Proc., 1986. Dec. Vol. 133. Part F, no.7. Pp. 604-612.

REFERENCES

1. Voroncova S.A. Method for constructing lines of equal Doppler frequencies of bistatic synthetic aperture radar. // Proceedings of the XXVIII International Scientific and

- Technical Conference "Radar, Navigation, Communication" (RLNC*2022), 2022, Vol. 3, September 27–29. – Pp. 108-119.
2. Dudnik P. I., Ilchuk A. P., Tatarsky B. G. Multifunctional radar systems. Moscow : Drofa, 2007. - 283 p.
 3. Space-based radar systems for Earth viewing. V. S. Verba [and other colleagues.]. Moscow: Radiotekhnika, 2010. - 675 p.
 4. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. Radio vision (Radar systems of Earth remote probing). Moscow: Radiotekhnika, 2005. - 368 p.
 5. Bakulev P.A. Radar systems. Moscow: Radiotekhnika, 2004. - 320 p.
 6. Skolnik M. I. Radar Handbook. Moscow: Tekhnosfera, 2014. Vol. 2. - 680 p.
 7. Moccia A., Chiacchio N., Capone A. Space-borne bistatic synthetic aperture radar for remote sensing applications // Remote Sensing. 2000. Vol. 21, Iss. 18. - Pp. 3395-3414.
 8. Honghui Yan, Yanfei Wang, Hui Yu, Bingchen Zhang. Analysis of Geometry Resolution Characteristics of Formation flying Satellites Bistatic SAR // Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences. 2004. - Pp. 1-4.
 9. Krieger G., Fiedler H., Hounam D., Moreira A. Analysis of system concepts for Bi- and Multi-Static SAR missions // IGARSS. 2003. Iss. 2. - Pp. 770-772.
 10. Ziyue Tang, Shourong Zhang. Principle of Bistatic SAR System // Science Publishing Company. 2003. - Pp. 31-40.
 11. Homer J., Kubic K., Mojarrabi B., Lex A. Passive bistatic radar sensing with LEOS based transmitters // IGARSS. 2002. Iss. 1. - Pp. 438-440.
 12. Davies D. E. N. Use of bistatic radar techniques to improve resolution in the vertical plane // Electronics Letters. 1968. V.4. - Pp. 170-171.
 13. Jackson M.C. The geometry of bistatic radar systems // IEE Proc., 1986. Dec. Vol. 133. Part F, no.7. Pp. 604-612.

МНОГОМОДЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ НАБОРА МОДЕЛЕЙ

Л. М. Хоанг¹, А. А Коновалов¹, Д. В. Лук¹

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Исследуется многомодельный алгоритм с переменной структурой для сопровождения маневрирующих целей. Предлагаемый алгоритм работает по принципу переключения сетки. Результаты моделирования показывают, что данный алгоритм работает лучше, чем многомодельный алгоритм с фиксированной структурой предыдущего поколения, и значительно сокращает количество вычислений.

Ключевые слова: траекторное сопровождение; многомодельный алгоритм; IMM алгоритм; VSMM алгоритм; переключение моделей.

MULTI-MODEL ALGORITHM WITH SWITCHING MODEL SET

L. M. Hoang¹, A. A Konovalov¹, D. V. Luc¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" (ETU LETI), St. Petersburg, Russia

Abstract. A multi-model algorithm with a variable structure is studied for tracking maneuvering targets. The proposed algorithm works on the principle of grid switching. The simulation results show that this algorithm performs better than the previous generation multi-model fixed structure algorithm and significantly reduces the number of calculations.

Keywords: trajectory tracking; multiple model algorithm; IMM algorithm; VSMM algorithm; switching models.

1. ВВЕДЕНИЕ

Проблема сопровождения маневрирующих целей в последние годы привлекает большое внимание [1,2,3]. В общем случае, цель может выполнять маневры различных типов за ограниченный период времени, поэтому единую модель для представления движения маневрирующей цели использовать нецелесообразно. Для сопровождения маневрирующих целей часто используются подходы на основе многомодельной (ММ) траекторной фильтрации. В частности интерактивный многомодельный алгоритм IMM оказался одним из наиболее экономичных и эффективных методов [4,5]. При этом IMM использует фиксированный набор моделей в каждый момент времени. Однако при решении реальных задач использование небольшого количества моделей в этих алгоритмах недостаточно для представления всех режимов маневра целей. Напротив, использование большего количества моделей значительно увеличивает вычислительную нагрузку, не гарантируя при этом повышения производительности. В [6] Ли и Бар-Шалом представили алгоритм ММ с переменной структурой VSMM. С тех пор было разработано множество версий алгоритма VSMM [8,9]. На основе алгоритма VSMM, предложенного Ли и Бар-Шаломом, предлагается использовать алгоритм переключения сетки для сопровождения маневрирующих целей. Результаты моделирования показывают, что предложенный алгоритм более эффективен, чем алгоритм с фиксированной структурой.

2. Алгоритм VSMM

Алгоритм VSMM подобен алгоритму IMM, но есть еще один шаг, состоящий в адаптации набора модели. В целом алгоритм состоит из следующих 6 шагов:

1. Адаптация набора моделей. Предлагается на этом шаге использовать алгоритм переключения сетки. Предположим, что реальная скорость поворота маневрирующей цели в настоящий момент неизвестна, но находится в непрерывном интервале $[-\omega_{\max}, \omega_{\max}]$, где ω_{\max} — максимальная скорость поворота цели, $^{\circ}/\text{с}$, выбранная с учетом физических ограничений для движения целей данного типа. Большой набор моделей $M = \{\omega_i\}, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n$, подробно описывающий все возможные режимы движения цели, можно разделить на подмножества, как показано на рис. 1, где каждое подмножество представляет собой возможный переменной набор моделей в любое время и содержит только три модели, то есть набор моделей в любое время является $M_i = [\omega_{i-1}, \omega_i, \omega_{i+1}]$.

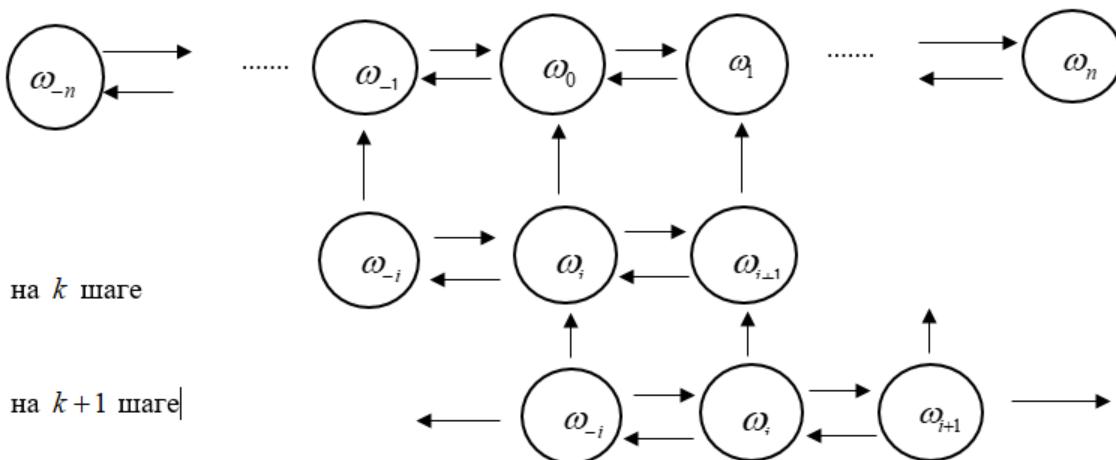


Рис. 1. Схема переключения сетки.

Значение ω_i определяется на каждом i -ой модели по формуле:

$$\omega_i = i \frac{\omega_{\max}}{n}, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n \quad (1)$$

Логика переключения набора моделей настраивается в соответствии со следующим правилом:

$$M_{k+1} = \begin{cases} M_{i-1}, & \text{если } \mu_{i-1}^k > t \\ M_i, & \text{если } \mu_i^k > t \\ M_{i+1}, & \text{остальные} \end{cases} \quad (2)$$

где t — порог выбора центрального режима (параметр разработки).

Логику переключения алгоритма можно описать следующим образом: сначала принимается решение о присвоении априорно наиболее вероятного подмножества моделей (логика аналогична выбору набора моделей в алгоритме с фиксированной структурой). Затем на каждом временном шаге проверяется апостериорная вероятность для каждой модели и принимается решение о необходимости переключения подмножества. Если такая необходимость установлена, осуществляется изменение подмножества; если нет, сохраняется текущее.

Остальные шаги соответствуют стандартному алгоритму IMM.

2. Вычисление априорных вероятностей перехода:

$$\mu_{k|k-1}^{s|i} = \frac{\pi_{is} \mu_{k-1}^i}{\sum_{m_s \in M_{k-1}} \pi_{is} \mu_{k-1}^i} \quad (3)$$

3. Определение начальных условий каждого фильтра модели:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k-1}^{0s} &= \sum_{m_s \in M_{k-1}} \hat{x}_{k-1}^i \mu_{k|k-1}^{s|i} \\ \hat{P}_{k-1}^{0s} &= \sum_{m_s \in M_{k-1}} \mu_{k|k-1}^{s|i} \left[P_{k-1}^i + (\hat{x}_{k-1}^i - \hat{x}_{k-1}^{0s})(\hat{x}_{k-1}^i - \hat{x}_{k-1}^{0s})^T \right] \end{aligned} \quad (4)$$

4. Фильтрация:

Экстраполированная оценка вектора состояния и его ковариация

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k|k-1}^s &= F(M_{k-1}^s) \hat{x}_{k-1}^{0s} + G(M_{k-1}^s) u_{k-1}^s; \\ P_{k|k-1}^s &= F(M_{k-1}^s) P_{k|k-1}^{0s} F(M_{k-1}^s)^T + Q_{k-1}^s; \end{aligned} \quad (5)$$

Экстраполированная оценка вектора измерения

$$\hat{z}_{k|k-1}^s = H(M_{k-1}^s) \hat{x}_{k|k-1}^s; \quad (6)$$

Вектор невязки и его ковариационная матрица

$$\begin{aligned} y_k^s &= z_k - \hat{z}_{k|k-1}^s; \\ S_k^s &= H(M_k^s) P_{k|k-1}^{0s} H(M_k^s)^T + R_k; \end{aligned} \quad (7)$$

Матричный коэффициент Калмана

$$K_k^s = P_{k|k-1}^s H(M_k^s)^T (S_k^s)^{-1}; \quad (8)$$

Вектор состояния и его ковариационная матрица

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k|k}^s &= \hat{x}_{k|k-1}^s + K_k^s y_{k-1}^s; \\ P_k^s &= P_{k|k-1}^s - K_k^s S_k^s (K_k^s)^T; \end{aligned} \quad (9)$$

5. Вычисление апостериорных вероятностей истинности моделей:

$$\mu_k^s = \frac{\Lambda_k^s \sum_{m_s \in M_k} \pi_{is} \mu_{k-1}^i}{\sum_{m_s \in M_k} \pi_{is} \mu_{k-1}^i \Lambda_k^s} \quad (10)$$

где Λ_k^s - функция правдоподобия

$$\Lambda_k^s = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^m |S_k^s|}} \exp\left(-\frac{1}{2} (y_k^s)^T (S_k^s)^{-1} (y_k^s)\right) \quad (11)$$

(m – размер векторов z и y)

6. Результат оценки вектора состояния и его ковариационной матрицы:

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= \sum_{m_s \in M_k} \hat{x}_k^s \mu_k^s; \\ P_k &= \sum_{m_s \in M_k} \mu_k^s \left\{ P_k^s + [\hat{x}_k^s - \hat{x}_k] [\hat{x}_k^s - \hat{x}_k]^T \right\}; \end{aligned} \quad (12)$$

3. РЕЗУЛЬТАТ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Чтобы проанализировать и оценить эффективность предложенного алгоритма, рассматривается следующий сценарий сопровождения маневрирующей цели. Цель

движется сначала с постоянной скоростью, а затем совершает поворот. Начальное состояние цели $x_0 = y_0 = 1000$, м, $v_{0x} = 15$, узлов, $v_{0y} = 10$, узлов, $\sigma_\rho = 60$, м, $\sigma_\alpha = 0.5^\circ$, общее время движения 360 с, время и интенсивность маневра указаны в табл. 1.

Таблица 1. Параметры движения цели

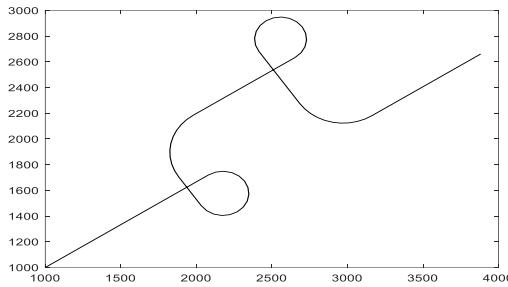
Время(с)	Скорость поворота (град/с)
0-25	0
26-40	-6
41-45	0
46-55	-3
56-70	0
71-85	6
86-94	0
95-104	3
105-120	0

Для сравнения выбран алгоритм IMM, который использует фиксированный набор моделей с 5 моделями поворота, у которого $\omega_i = [-6, -3, 0, 3, 6]$. Начальные вероятности моделей $\mu_0 = [0.025 \ 0.025 \ 0.9 \ 0.025 \ 0.025]$, порог $t = 0.7$, матрица переходных вероятностей:

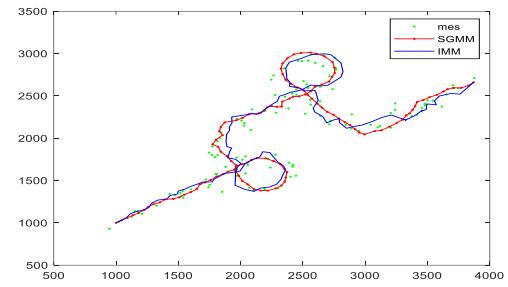
$$\pi_{is} = \begin{cases} 0,9 & \text{если } i = s \\ \frac{0,1}{N-1} & \text{если } i \neq s \end{cases}$$

где $N = 5$ – количество моделей.

Результаты моделирования представлены на рисунок 2 – 3.

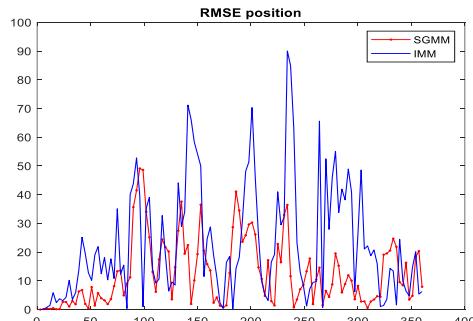


а) Истинная траектория

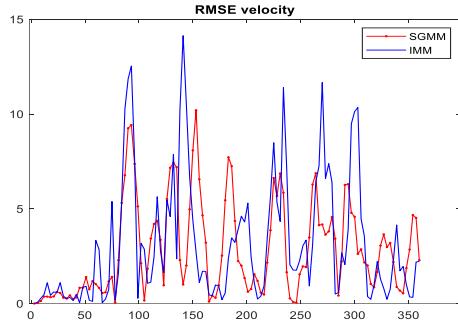


б) Траектория после фильтрации

Рис. 2. Траектория цели.



а) СКО по позиции



б) СКО по скорости

Рис. 3. СКО по позиции и скорости.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлен подход к сопровождению маневрирующих целей, основанный на методе переключения сетки. В отличие от традиционного ММ алгоритма, данный адаптивный метод может отслеживать маневрирующую цель в различных ситуациях путем переключения набора моделей в соответствии с режимами движения цели. Как следствие, полученный набор моделей будет ближе к реальному режиму. Результаты моделирования показывают, что предложенный алгоритм имеет лучшие характеристики отслеживания, чем ММ алгоритм с фиксированной структурой, и требует меньшей вычислительной нагрузки, т.к. имеет в своем составе три модели вместо пяти.

ЛИТЕРАТУРА

1. Верба В. С., Меркулов В. И., Садовский П. А. Многодиапазонные радиолокационные системы. Проблемы многоцелевого сопровождения //Радиостроение. – 2015. – №. 5. – С. 37-51.
2. Старикив А. В., Тисленко В. И., Родионов В. В. Многомодельный интерактивный алгоритм сопровождения траектории маневрирующей цели с использованием угломерных наблюдений от двух разнесенных в пространстве угломеров //Инновационные, информационные и коммуникационные технологии. – 2019. – №. 1. – С. 485-489.
3. Васильев К. К., Маттис А. В., Саверкин О. В. Анализ эффективности алгоритмов траекторной фильтрации при сопровождении маневрирующих целей //Цифровая обработка сигналов и ее применение. DSPA-2020. – 2020. – С. 352-358.
4. Mazor E. et al. Interacting multiple model methods in target tracking: a survey //IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. – 1998. – Т. 34. – №. 1. – С. 103-123.
5. Bar-Shalom Y., Challa S., Blom H. A. P. IMM estimator versus optimal estimator for hybrid systems //IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2005. – Т. 41. – №. 3. – С. 986-991
6. Li X. R., Bar-Shalom Y. Multiple-model estimation with variable structure //IEEE Transactions on Automatic control. – 1996. – Т. 41. – №. 4. – С. 478-493.
7. Li X. R. Multiple-model estimation with variable structure. II. Model-set adaptation //IEEE Transactions on Automatic Control. – 2000. – Т. 45. – №. 11. – С. 2047-2060.
8. Li X. R., Zhang Y. Multiple-model estimation with variable structure. V. Likely-model set algorithm //IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2000. – Т. 36. – №. 2. – С. 448-466.
9. Zhang Y., Zhi X. Multiple-Model Estimation with Variable Structure Part IV: Design and Evaluation of Model-Croup Switching Algorithm //IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1999. – Т. 35. – №. 1.

REFERENCES

1. V. S. Verba, V. I. Merkulov, and P. A. Sadovskii, Multiband radar systems. Problems of multi-purpose support // Radio engineering. – 2015. – no. 5. - S. 37-51.
2. Starikov A. V., Tislenko V. I., Rodionov V. V. Multi-model interactive algorithm for tracking the trajectory of a maneuvering target using goniometric observations from two goniometers spaced apart in space // Innovation, information and communication technologies. – 2019. – no. 1. - S. 485-489.
3. Vasiliev K. K., Mattis A. V., Saverkin O. V. Analysis of the effectiveness of trajectory filtering algorithms when tracking maneuvering targets // Digital signal processing and its application. DSPA-2020. - S. 352-358.

4. Mazor E. et al. Interacting multiple model methods in target tracking: a survey //IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. – 1998. – Т. 34. – №. 1. – С. 103-123.
5. Bar-Shalom Y., Challa S., Blom H. A. P. IMM estimator versus optimal estimator for hybrid systems //IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2005. – Т. 41. – №. 3. – С. 986-991
6. Li X. R., Bar-Shalom Y. Multiple-model estimation with variable structure //IEEE Transactions on Automatic control. – 1996. – Т. 41. – №. 4. – С. 478-493.
7. Li X. R. Multiple-model estimation with variable structure. II. Model-set adaptation //IEEE Transactions on Automatic Control. – 2000. – Т. 45. – №. 11. – С. 2047-2060.
8. Li X. R., Zhang Y. Multiple-model estimation with variable structure. V. Likely-model set algorithm //IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2000. – Т. 36. – №. 2. – С. 448-466.
9. Zhang Y., Zhi X. Multiple-Model Estimation with Variable Structure Part IV: Design and Evaluation of Model-Croup Switching Algorithm //IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1999. – Т. 35. – №. 1.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИИ ОТРАЖЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ УЧАСТКОВ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ – КОРРЕЛИРОВАННЫЕ И НЕКОРРЕЛИРОВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫЕ ПОЛЯ

Н.В. Верденская¹, И.А. Иванова¹

¹АО РТИ, Москва, Россия

Аннотация. В докладе рассматриваются методы математического моделирования сигнала, отраженного от земной поверхности. Основное внимание уделяется моделированию функции отражения (удельной ЭПР) для поверхностей различных типов, при различных состояниях среды. Для моделирования используются математические методы моделирования траекторий случайных процессов и полей с заданными корреляционными функциями.

Ключевые слова: шероховатая поверхность, модель сигнала, функция отражения, удельная эффективная поверхность рассеяния, случайный процесс, случайное поле.

MODELING THE REFLECTION FUNCTION OF DIFFERENT PARTS OF THE EARTH'S SURFACE - CORRELATED AND UNCORRELATED RANDOM FIELDS

N.V. Verdenskaya¹, I.A. Ivanova¹

¹JSC RTI, Moscow, Russia

Abstract. The report discusses methods for mathematical modeling of a signal reflected from the earth's surface. The main attention is paid to the modeling of the reflection function (specific effective scattering surface) for surfaces of various types, under various conditions of the medium. For modeling, mathematical methods are used to model the trajectories of random processes and fields with given correlation functions.

Keywords: rough surface, signal model, reflection function, specific effective scattering surface, random process, random field.

1. ВВЕДЕНИЕ

В ряде практических задач акустики, радиофизики, оптики, построения изображений, обработки изображений и распознавания образов приходится сталкиваться с рассеянием волн шероховатыми поверхностями, и в целом, различными участками земной поверхности, обладающими самыми разнообразными физическими свойствами. Для решения этих задач используются математические модели отражения электромагнитных волн от поверхности Земли, поскольку проведение прямых экспериментов очень затратно, а часто невозможно.

Методы моделирования отражения от земной поверхности [1-4], в том числе, от динамических шероховатых поверхностей, изменчивость которых определяется наличием ветра, таких как лес, поле, морская поверхность, можно разделить на две большие категории. К ним относятся физические методы моделирования и математические методы моделирования отражения электромагнитных волн от случайной поверхности. Кроме того, физические и математические подходы могут быть использованы одновременно.

Физические методы моделирования, в основном, сводятся к тем или иным (аналитическим и численным) методам решения задачи рассеяния. К ним относятся, например, метод Кирхгофа, метод малых возмущений, а также, методы, учитывающие

многократное рассеяния на поверхности [5]. Примером также может служить двухмасштабная модель, используемая при моделировании отражения от взволнованной морской поверхности.

Математические статистические методы используются в качестве инструмента, позволяющего моделировать отдельные компоненты физических моделей или полностью формировать отражение от шероховатой поверхности без имитационного моделирования физических процессов, их описывающих. Статистическое моделирование, в отличие от физического, предполагает имитацию поведения рассматриваемых процессов на основе измерений (наблюдений) без использования знаний о физических процессах, происходящих при отражении электромагнитных волн. [6-8].

2. МОДЕЛЬ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА

Модель сигнала, отраженного от шероховатой поверхности, независимо от того, физическая это модель, математическая или комплексная, описывает траекторный сигнал в зависимости от:

- взаимного расположения участка поверхности, приемника и передатчика;
- рельефа местности;
- функции высот, определяющей особенности шероховатой поверхности;
- удельной ЭПР поверхности;
- поляризационных свойств излученной электромагнитной волны и поляризационных свойств отражающей поверхности;
- относительного движения отражающей области и приемо-передающих устройств.

В данном случае, под траекторным сигналом понимается сигнал на входе приемника, под моделью рельефа – крупномасштабные изменения функции высот, а под моделью поверхности – описание структуры «шероховатостей» - мелкомасштабных изменений функции высот.

Описание указанных свойств и взаимосвязей определяет структуру модели, которая может быть более простой или более сложной в зависимости от того какой подход используется.

Модель отраженного сигнала предлагается формировать из нескольких программных блоков:

- модель поля облучения, которая включает распределение поля по апертуре антенны, описание взаимного расположения радиолокатора и облучаемого участка поверхности, взаимное движение поверхности и радиолокатора;
- модель рельефа;
- модель поверхности;
- модель функции отражения;
- модель среды.

При необходимости, к этой модели могут быть добавлены блоки, реализующие дополнительные феномены, такие как, например, обрушающиеся волны, разливы нефти, существенные перепады высот (кромки), разливы лавы, и т.д.

3. ФУНКЦИЯ ОТРАЖЕНИЯ

Остановимся на модели функции отражения.

Рассеивание электромагнитной волны объектом возникает вследствие отличия свойств среды распространения от свойств объекта. Отражающие свойства объекта определяются его геометрическими и электрическими характеристиками (формой,

размерами, диэлектрической и магнитной проницаемостью) и зависят от параметров облучающей волны (длины волны, поляризации, направления облучения).

Пространственные характеристики отраженного объектом поля определяются соотношением длины волны облучения и размеров неоднородностей свойств объекта.

Шероховатые неоднородности формируют диффузное (во все стороны) отражение, а гладкие - зеркальное.

Реальные поверхности объектов естественного и искусственного происхождения создают одновременно и диффузное, и зеркальное отражения. У большинства объектов техники преобладает отражение в виде отдельных зеркальных точек.

Рассеянное поле по пространству большинства объектов имеет случайный характер (случайную амплитуду и фазу), и как следствие изображение объектов представляет собой шумовую картинку (спекл-шум).

Временные характеристики поля отражения объекта имеют когерентную и некогерентную составляющие. Нарушение когерентности вследствие случайных изменений за время синтезирования свойств объекта и поля облучения снижает детальность и контраст изображения.

4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ

Мощность отражения от неоднородностей типа «случайное поле» характеризуется удельной эффективной площадью рассеяния σ_0 , т.е. ЭПР на единицу площади объекта. Среднее значение мощности отражения в элементе разрешения $\sigma_{\text{ср}}$ для пространственно-стационарного поля (ЭПР фона) постоянно и определяется разрешаемой площадкой, т.е. разрешением по дальности и углу $\sigma_{\text{ср}} = \sigma_0 s_{\text{ср}} = \sigma_0 \Delta r \Delta \theta$, где $s_{\text{ср}}$ - площадь элемента разрешения.

Если число отражателей в элементе разрешения велико, то согласно центральной предельной теореме, функцию отражения элемента разрешения фона $\vartheta_{\text{ср}}$ можно считать распределенной по нормальному закону, а амплитуду элемента фона $a_{\text{ср}} = |\vartheta_{\text{ср}}(\bar{x}, t)|$ распределена по закону Рэлея:

$$p_{a_{\text{ср}}}(t) = \frac{t}{\sigma_{\text{ср}}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_{\text{ср}}}\right).$$

Фаза функции отражения фона распределена равномерно на отрезке $[0, 2\pi]$, а ЭПР фона распределена по экспоненциальному закону. Такая статистика применима для стационарного фона если длина волны много меньше линейного размера элемента разрешения.

Рассмотренная модель функции отражения является наиболее простой и удобной, однако, в случае различных соотношений размера элемента разрешения и длины волны, а также, в случае сложных шероховатых и зеркальных отражающих поверхностей такой модели может оказаться недостаточно.

5. ФУНКЦИИ ОТРАЖЕНИЯ В СЛУЧАЕ, КОГДА РАЗМЕР ШЕРОХОВАТОСТЕЙ СРАВНИМ С ЭЛЕМЕНТОМ РАЗРЕШЕНИЯ

В этом случае центральная предельная теорема не работает и распределение поля в точке нельзя считать гауссовским, а распределение функции отражения – релеевским. Обычно при небольшом количестве отражателей в элементе разрешения или в случае,

когда отражатели обладают особыми свойствами, функция отражения описывается распределением с более тяжелыми хвостами. Экспериментальному исследованию поведения функции отражения в различных ситуациях посвящено множество работ. Для моделирования функции отражения предлагалось использовать логнормальное распределение, модели смеси распределений, распределения семейства гамма, в том числе Стьюдента и хи-квадрат, К-распределения и другие [2,4,9]. Однако, основная проблема в этом случае состоит в прослеживании связи типа распределения с физикой процесса отражения и определение области значений параметров распределений для различных типов поверхностей.

6. ФУНКЦИЯ ОТРАЖЕНИЯ КАК СЛУЧАЙНОЕ ПОЛЕ

Пространственная корреляция функции отражения случайного поля примерно равна длине волны. Так как размер элемента разрешения обычно гораздо больше длины волны, то функцию отражения для шероховатой поверхности можно представить в виде нестационарного (кусочно-стационарного) комплексного некоррелированного шума:

$$\vartheta(\bar{x}) = \sqrt{\sigma_0(\bar{x})} \exp\{j\varphi(\bar{x})\} n(\bar{x}),$$

где $n(\bar{x})$ - пространственный белый шум с единичной дисперсией.

В этом случае пространственная корреляционная функция отражения случайного поля

$$R_g(\bar{x}_1, \bar{x}_2) = \sigma_0(\bar{x}_1 - \bar{x}_2),$$

где $\sigma_0(\bar{x}_1)$ изменяется в соответствии с характеристикой отражения (ЭПР) конкретного случайного поля (объекта).

Размер объекта с постоянной σ_0 определяет участок стационарности функции отражения. Такими участками могут быть взлетно-посадочные полосы, дороги, водная поверхность, участки степи, леса, сельскохозяйственных угодий и т.п. Изменение σ_0 по пространству (радиус корреляции) обычно значительно превышает длину волны даже при небольших размерах объектов случайного поля (отдельные деревья, кусты, обрывы рек, резкие неоднородности рельефа).

7. МОДЕЛЬ ДЕЛЬТА-КОРРЕЛИРОВАННОГО ПОЛЯ ПО ПРОСТРАНСТВУ И ПО ВРЕМЕНИ

В случае, если состояние поверхности меняется «быстро» по отношению к процессу зондирования поверхности, функцию отражения можно моделировать как дельта-коррелированный случайный процесс (поле), как по времени, так и по пространству. Однако, в большинстве случаев этого недостаточно. Например, текстуры характерные для растительности различного типа на радиолокационных изображениях, обусловлены корреляцией функции отражения по времени.

8. МОДЕЛЬ ДЕЛЬТА-КОРРЕЛИРОВАННОГО ПОЛЯ ПО ПРОСТРАНСТВУ И КОРРЕЛИРОВАННОГО ПО ВРЕМЕНИ ПРОЦЕССА (В КАКИХ СЛУЧАЯХ, ПАРАМЕТРЫ)

Если рассматривается модель функции отражения, некоррелированной по пространству, но коррелированной по времени, то соответствующее случайное поле (пространственно-временное) представляет собой множество независимых одномерных случайных процессов, помещенных в каждую точку пространства. В связи с этим, для

моделирования функции отражения достаточно построить модель релеевского, в случае, когда моделируется амплитуда, или равномерного, в случае, когда моделируется фаза, случного процесса с заданной корреляционной функцией. Такую модель можно реализовать, например, методом скользящего суммирования или методом разложения в ряд. В случае моделирования релеевского процесса, а также равномерного процесса, которые являются преобразованиями от гауссовых случайных величин, обычно сначала моделируют гауссовский случайный процесс с соответствующей корреляционной функцией, а потом трансформируют его в релеевский и равномерный.

9. МОДЕЛЬ ПОЛЯ, КОРРЕЛИРОВАННОГО ПО ВРЕМЕНИ И ПО ПРОСТРАНСТВУ (В КАКИХ СЛУЧАЯХ, ПАРАМЕТРЫ)

Наиболее сложной для моделирования функции отражения является ситуация, когда поле коррелировано и по времени и по пространству. Такое чаще всего случается при моделировании сложных и аномальных сред, например, морской поверхности с сильным волнением, волнения на море при замерзании, когда его поверхность покрыта мелким льдом, при различных переходных процессах [11]. В этом случае, математической модели, описывающей одномерный стационарный случайный процесс, оказывается недостаточно. Для получения корректной модели необходимо моделировать многомерный случайный процесс (случайное поле) с заданными корреляционными свойствами. Собственно, известно два основных класса таких моделей: марковские случайные поля и модели автегрессии-скользящего среднего. Нам представляется более простым использовать для моделирования такого поля каузальные модели авторегрессии, для которых множество соседей (маска) определяется шириной корреляционной функции. Для оценки коэффициентов модели (корреляционных свойств поля) по реальным измерениям, можно использовать систему уравнений Юла-Уокера, или спектральные методы [12,13].

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методы моделирования функции отражения для описания шероховатых поверхностей различного типа хорошо изучены в литературе. Так для описания модели взволнованного моря предлагается использовать сразу две стохастических модели: модель функции отражения и модель взволнованной поверхности, представляющую собой случайное поле специального вида. Однако, существует очень важная и неразрешенная пока проблема параметризации этой модели, то есть, определения соответствия между параметрами модели и измеряемыми характеристиками среды, такими как температура, ветер, влажность, тип поверхности и так далее. Создание соответствующих баз данных – огромная, трудоемкая и трудноразрешимая задача из-за большой вариабельности погоды, типов поверхностей и их состояния. Методов, позволяющих проследить связь между состоянием среды и параметрами модели пока не существует, так как для этого требуется сложная и точная аналитическая модель физического процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
2. Huang P., Zou Z., Xia X. -G., Liu X., Liao G. and Xin Z. Multichannel sea clutter modeling for spaceborne early warning radar and clutter suppression performance analysis. // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2021, Vol. 59, No. 10, pp. 8349-8366.

3. Chen K-C. Radar scattering and imaging of rough surfaces: modeling and application with MATLAB. CRC Press: 2021. – 341 p.
4. Ward K.D., Watts S., Tough R.J.A. Sea clutter: scattering, the K distribution and radar performance. IET, 2006. – 452 p.
5. Шмелев А. Б. Рассеяние волн статистически неровными поверхностями // УФН, 1972, Т.106, №3. – С. 459–480.
6. Zou Z., Huang P., Liu X., Xin Z., Xu H. and Liu Z. Multi-channel sea clutter modeling and characteristics analysis for spaceborne early warning radar. // 2019 6th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Xiamen, China, 2019. pp. 1-6.
7. Xue J., Xu S., Liu J. and Shui P. Model for non-Gaussian sea clutter amplitudes using generalized inverse Gaussian texture, // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2018, Vol. 16, No. 6, pp. 892-896.
8. Сесин А. Е., Шепета Д. А. Математическая модель эхо-сигналов морской поверхности, наблюдаемых бортовыми локаторами летательных аппаратов. // Информационно-управляющие системы, 2010, №2. – С. 21-25.
9. Angelliaume S., Rosenberg L., Ritchie M. Modeling the amplitude distribution of radar sea clutter // Remote Sensing, 2019, Vol.11. - pp. 319-342.
10. Быков В. В., Цифровое моделирование в статистическое радиотехнике. М.: Сов. Радио, 1971. – 328 с.
11. Кравченко В. Ф., Луценко В. И., Луценко И. В. Рассеяние радиоволн морем и обнаружение объектов на его фоне. М.: Физматлит, 2015. – 448 с.
12. Abbadeni N. Texture representation and retrieval using the causal futoregressive model. // J. Vis. Commun. Image R., 2010, Vol.10, pp. 651–664.
13. Therrien C.W., Quatieri T.F., Dudgeon D.E. Statistical model-based algorithms for image analysis. // Proceedings of the IEEE, Vol. 74, No.4, 1986. pp.532 – 551.

REFERENCES

1. Kondratenkov G. S. and Frolov A. Yu. Radiovision. Radar systems for remote sensing of the Earth. M.: Radio engineering, 2005. - 368 p.
2. Huang P., Zou Z., Xia X. -G., Liu X., Liao G. and Xin Z. Multichannel sea clutter modeling for spaceborne early warning radar and clutter suppression performance analysis. // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2021, Vol. 59, No. 10, pp. 8349-8366.
3. Chen K-C. Radar scattering and imaging of rough surfaces: modeling and application with MATLAB. CRC Press: 2021. – 341 p.
4. Ward K.D., Watts S., Tough R.J.A. Sea clutter: scattering, the K distribution and radar performance. IET, 2006. – 452 p.
5. Shmelev A. B. Scattering of waves by statistically uneven surfaces // UFN, 1972, Vol.106, No. 3. – pp. 459-480.
6. Zou Z., Huang P., Liu X., Xin Z., Xu H. and Liu Z. Multi-channel sea clutter modeling and characteristics analysis for spaceborne early warning radar. // 2019 6th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Xiamen, China, 2019. pp. 1-6.
7. Xue J., Xu S., Liu J. and Shui P. Model for non-Gaussian sea clutter amplitudes using generalized inverse Gaussian texture, // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2018, Vol. 16, No. 6, pp. 892-896.
8. Sesin A. E., Shepeta D. A. Mathematical model of echo signals of the sea surface observed by airborne radars. // Information and control systems, 2010, No.2. - pp. 21-25.
9. Angelliaume S., Rosenberg L., Ritchie M. Modeling the amplitude distribution of radar sea clutter // Remote Sensing, 2019, Vol.11. - pp. 319-342.

10. Bykov VV. Digital modeling in statistical radio engineering. M.: Sov. Radio, 1971. – 328 p.
11. Kravchenko V. F., Lutsenko V. I., Lutsenko I. V. Scattering of radio waves by the sea and detection of objects against its background. M.: Fizmatlit, 2015. - 448 p.
12. Abbadeni N. Texture representation and retrieval using the causal futoregressive model. // J. Vis. Commun. Image R., 2010, Vol.10, pp. 651–664.
13. Therrien C.W., Quatieri T.F., Dudgeon D.E. Statistical model-based algorithms for image analysis. // Proceedings of the IEEE, Vol. 74, No.4, 1986. pp.532 – 551.

НАДЕЖНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТОВ

И. А. Вельмисов

Государственный университет аэрокосмического приборостроения,
Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. рассматриваются вопросы обеспечения безопасности полетов при решении задач навигации и управления воздушным движением с использованием средств радиолокационного контроля на основе концепции управления рисками.

Ключевые слова: безопасность полетов, управление рисками, надежность систем.

RELIABILITY OF RADAR SYSTEMS AND FLIGHT SAFETY

I.A. Velmisov

State University of Aerospace Instrumentation, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The issues of ensuring flight safety in solving problems of navigation and air traffic control using radar control tools based on the concept of risk management are considered.

Keywords: flight safety, risk management, systems reliability.

1. ВВЕДЕНИЕ

Главной целью обеспечения безопасности полетов при управлении воздушным движением (УВД) государственной авиации является исключение ситуаций столкновения летательных аппаратов (ЛА) в воздухе, а также с естественными, искусственными препятствиями и попадания их в опасные (запретные) зоны. Средства радиолокационного контроля играют важную роль в успешном выполнении этой задачи.

Для достижения главной цели разрабатывается комплекс организационных, технических и методических мероприятий, направленных на устранение источников опасности возникновения событий, приводящих к ущербу (гибели людей, разрушению воздушных судов).

Рассматривая обеспечение безопасности с точки зрения Концепции менеджмента риска по ICAO, система управления воздушным движением сама является совокупностью потенциальных рисков. Исходя из этого, задача по повышению безопасности полетов при управлении воздушным движением заключается в создании системы управления этими рисками.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Принятие и реализация решения по созданию условий, не допускающих опасного соотношения факторов, обусловленного уровнем приемлемого риска. Совокупность рисков, содержащихся в системе УВД, определяется рисками отказа технических средств, прежде всего, радиотехнических средств навигации и УВД, а также, ошибочных действий операторов.

В РФ безопасность полетов при управлении воздушным движением государственной авиации оценивается допустимым риском столкновения воздушных судов по каждому виду эшелонирования. Данный параметр имеет вполне определенное количественное выражение и может быть рассчитан на основе действующей нормативно-правовой базы. При этом в совокупности поражающих факторов, воздействующих на систему, можно выделить совокупность факторов, обусловленных состоянием

технических средств системы и, так называемым, человеческим фактором. При этом, риск можно рассматривать как меру количества опасности в выделенных состояниях системы. Такое определение позволяет разрабатывать схемы управления риском и обеспечения безопасности полетов с позиции общей теории систем, а также выбирать различные показатели безопасности через уровни приемлемых рисков. На основе модели причинной обусловленности профессора Дж. Резона, предлагается обобщенная схема управления рисками и обеспечения безопасности полетов при решении задач навигации и управления воздушным движением с показателями безопасности, выраженными через приемлемые риски.

Главной целью, обеспечения безопасности при управлении воздушным движением является исключение столкновений и предупреждение опасных сближений воздушных судов в воздухе на основе постоянного определения меры опасности в выделенных состояниях системы. На рисунке 1 представлены группы факторов опасности, обуславливающих потенциальный риск в выделенном состоянии системы. Исходя из здравого смысла и логической целесообразности, в целях обеспечение безопасности полетов при управлении воздушным движением необходимо постоянно контролировать количественное значение критического фактора, обуславливающего безопасное состояние системы. В процессе решения задач навигации и УВД таким показателем является риск столкновения воздушных судов, заданный через нормативно-правовую базу, регламентирующую авиационную деятельность.

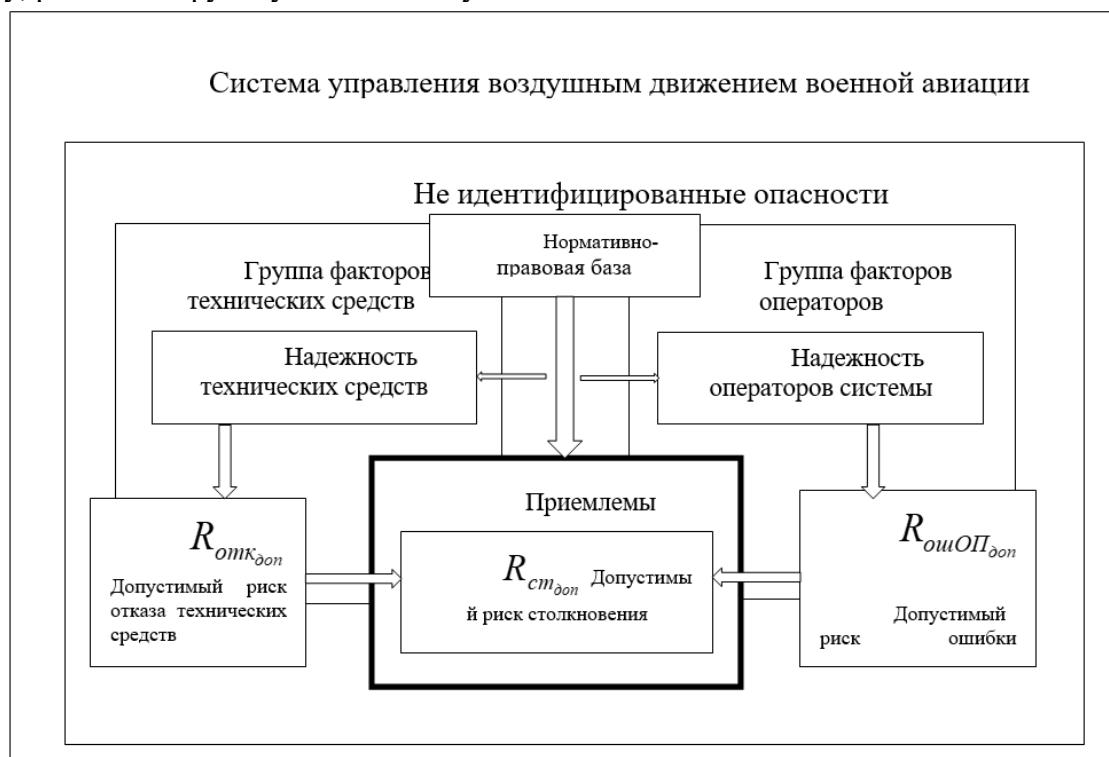


Рис.1. Группы факторов, обуславливающих потенциальный риск системы

Из рисунка видно, что одна из основных групп поражающих факторов представлена, так называемым «человеческим фактором». Обобщающей характеристикой данного фактора может быть функциональная надежность оператора. Надежность можно выразить количественно и определить через риск, обеспечивающий допустимый риск появления событий, приводящих к авиационному происшествию. Однако следует отметить, что в настоящее время единого подхода к количественному его выражению, пока не выработано, поскольку нет единой технической базы для инструментальных измерений параметров, характеризующих качество деятельности

должностных лиц группы руководства полетами. В связи с этим были проведены исследования в целях выявления причин опасностей, определения путей по их устранению и возможности мониторинга на основании разработанных критериев оценки возможных рисков. В результате анализа источников опасности появления событий, приводящих к авиационным происшествиям при решении задач навигации и управления воздушным движением, были выявлены причины ошибочных действий операторов систем управления воздушным движением. К основным из них относится недостаточный уровень подготовки группы руководства полетами (ГРП). Профессиональная подготовка ГРП представляет собой один из основных защитных барьеров системы обеспечивающий безопасность полетов при управлении воздушным движением. Следует отметить, что процесс подготовки ГРП многогранный, имеет определенные этапы, большое количество информационных и других видов связи с различными сторонами авиационной индустрии, поэтому исследовать профессиональную подготовку необходимо в интегрированной системе менеджмента безопасностью полетов [1].

Для наглядной демонстрации исследованных направлений, элементов, их роли и места в процессе обеспечения безопасности полетов и в системе управления рисками была разработана обобщенная схема (Рис.2). На схеме представлены отдельные элементы, входящие в интегрированную систему управления безопасностью полетов при управлении воздушным движением. Элементы являются взаимозависимыми с компонентами интегрированной системы, имеющие свои методики и инструментальные средства для определения количественных параметров, характеризующих качество функционирования и являющихся основанием для исчисления рисков возникновения событий, приводящих к опасным сближениям и столкновениям воздушных судов, в зависимости от соотношения факторов, способствующих и препятствующих возникновению таких событий. Следует отметить, что если соотношение факторов изменить не представляется возможным, основным органом управления остается нормативно-правовая база, то есть вопрос решается не технически, а организационно.

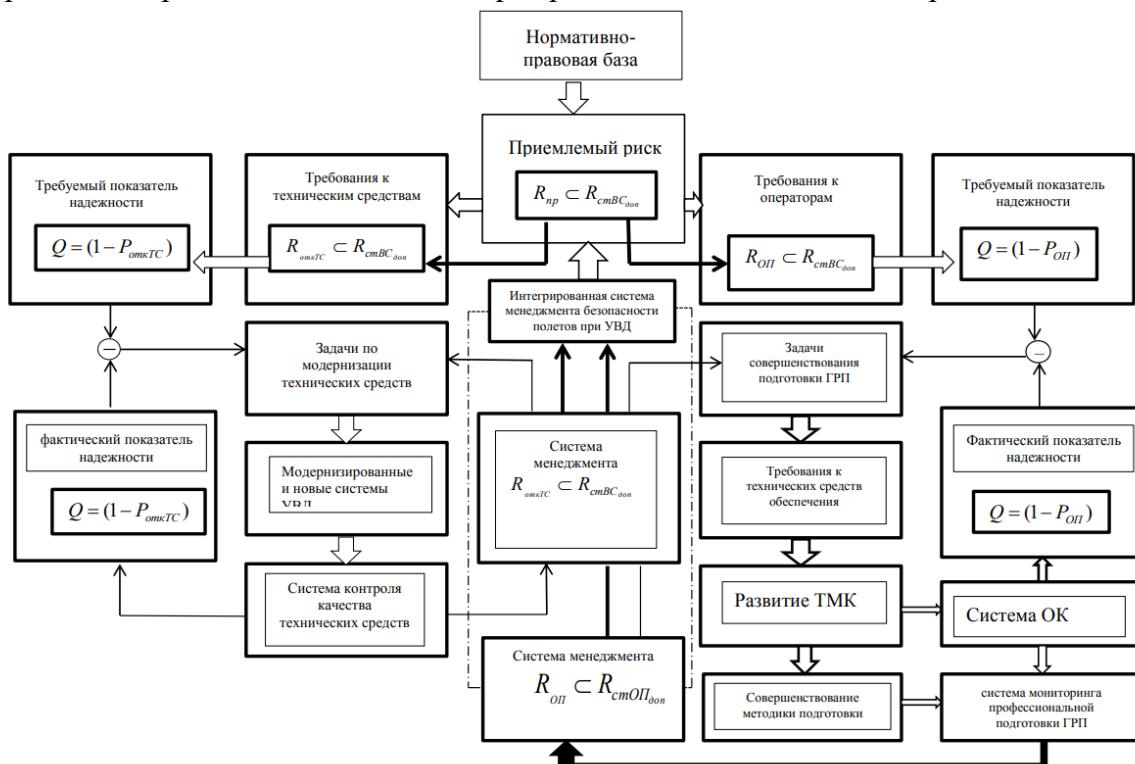


Рис. 2. Обобщенная схема управления и обеспечения безопасности полетов при УВД

Из рисунка 2 видно, что основополагающим и центральным звеном системы является нормативно-правовая база. Она представляет собой совокупность документов, регламентирующих авиационную деятельность и определяющую уровень приемлемого риска. Количественное значение приемлемого риска, через нормативно-правовые документы трансформируются в требования, выполнение которых должно обеспечить поддержание безопасности полетов на уровне приемлемого риска или ниже его. Одним из нормативных требований является показатель надежности технических средств. В результате мониторинга определяется степень соответствия технических средств условиям функционирования и нормативным требованиям, если выявлено несоответствие фактических показателей заданным, исчисляется риск возникновения событий, приводящих к авиационному происшествию. При выходе риска за установленный приемлемый уровень, принимаются решения, в том числе и технические по устранению опасности или снижению риска до приемлемого уровня. При этом, как правило, технические средства модернизируются или разрабатываются новые. Это приводит к рассогласованию уровня профессиональной подготовки операторов системы с предъявляемыми к ним требованиями, в связи с появление новых технических средств. Не соответствие уровня профессиональной подготовки является основной причиной авиационных происшествий, связанных с человеческим фактором и снижением безопасности полетов при управлении воздушным движением.

Количественным показателем, опосредовано характеризующим степень снижения уровня безопасности, является фактическое значение риска ошибочных действий оператора. Для защиты системы от воздействия данного поражающего фактора осуществляется определение качественного уровня профессиональной подготовки [2], гарантирующего поддержание риска ошибочных действий оператора на приемлемом уровне [3]. В связи с этим была поставлена задача, в ходе исследований, разработать способ и определить фактическое значение риска появления событий, приводящих к ущербу и обусловленных человеческим фактором. Из обобщенной схемы следует, что для достижения приемлемого риска необходимо выполнить требования, предъявляемые к техническим средствам и операторам. Данные требования, как правило, обусловливаются задачами и условиями функционирования системы. Следует отметить, что может возникнуть такая ситуация, когда требования могут быть не выполнимыми. В таком случае агрегированный показатель приемлемого риска достигается путем управления риском в другой сфере. Например, если уровень развития техники не позволяет создать требуемое техническое средство, следует предъявить более жесткие требования к операторам или обслуживающему персоналу. В рамках проведенных исследований был проведен анализ традиционной методики обеспечения безопасности, основанной на изучении обстоятельств авиационных происшествий и выработке профилактических мероприятий. При этом был выявлен ее основной недостаток – отсутствие возможности разработки превентивных мер и прогнозирования состояний системы. Определены основные задачи по реализации современных взглядов и подходов к управлению безопасностью полетов на основе исчисления рисков. Результаты анализа позволяют сделать выводы о том, что к первоочередным задачам по разработке системы управления безопасностью полетов следует отнести обоснование количественных показателей, обусловливающих значение приемлемого риска, разработка системы управления рисками, как элемента интегрированной системы. Разработка научно обоснованных технических решений, обеспечивающих управление рисками на основе инструментальных измерений параметров, характеризующих работоспособность технических средств и качество деятельности операторов.

На рисунке 3 представлена графическая интерпретация результатов анализа причинной обусловленности возникновения рисков, при управлении воздушным

движением. При этом факторами, обуславливающими значение приемлемого риска, являются условия управления воздушным движением и нормативно-правовые требования. Очевидно, что для определения состояния системы необходимо иметь количественное значение фактического риска и величину рассогласования с приемлемым (заданным). Для определения фактического значения риска потребовалось разработать теоретические положения и обосновать техническое решение, направленное на автоматизированный расчет рассматриваемого параметра путем инструментальных измерений. В ходе проведённых исследований, на основании анализа причинной обусловленности был выявлен один из источников опасности при управлении воздушным движением постоянное рассогласование уровня профессиональной подготовки операторов с предполагаемым уровнем, обеспечивающим функционирование системы с приемлемым уровнем риска. При этом уровень будет обусловлен постоянно возрастающем научно-техническим потенциалом, закладываемым в современные системы УВД, а также усложнением условий воздушного движения. Результаты проведенного анализа показали, что для эффективного управления безопасностью полетов необходимо проводить мониторинг качества профессиональной подготовки. На основании результатов мониторинга разрабатывать комплекс мероприятий, направленных на устранение несоответствия уровня подготовки требуемому уровню.

Практика показывает, что одной из основных причин недостаточного качества профессиональной подготовки является отсутствие современных технических средств обучения и тренировки [4].

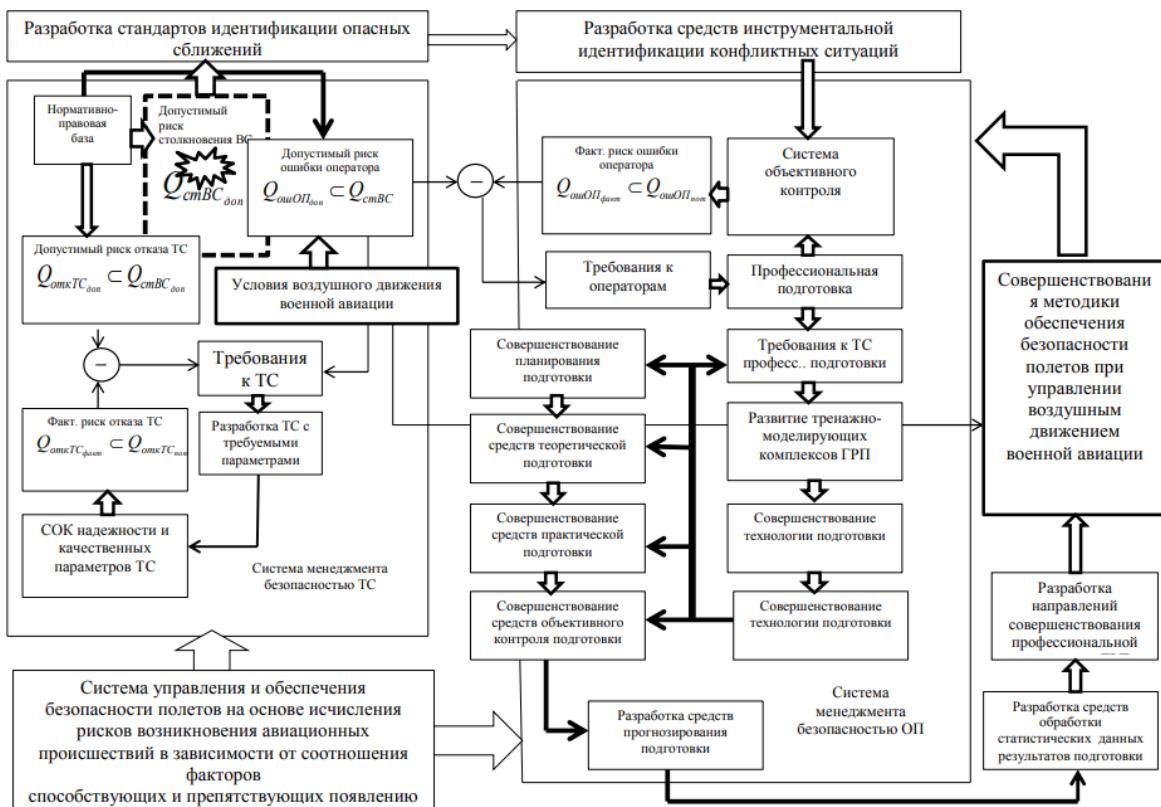


Рис. 3. Принципиальная схема управления рисками

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, взаимозависимость главных компонентов систем управления – радиотехнических средств и операторов, обуславливают объективную необходимость постоянного анализа и оценки этих компонентов [5], выявление потенциальных угроз и

создание средств и методов их преодоления в целях обеспечения заданного уровня безопасности полетов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Технологии работы диспетчеров органов обслуживания воздушного движения (управления полетами) при аэронавигационном обслуживании пользователей воздушного пространства Российской Федерации – Утв. приказом Росаэронавигации от 14.11.2007 № 108 – М., 2007
2. Дружинин Г.В. «Методы оценки и прогнозирования качества», М., Радио и связь, 1982 г.
3. Вельмисов И.А. «Некоторые подходы к определению функциональной надежности специалистов управления воздушным движением», М., Вопросы радиоэлектроники, 2008 г.
4. Вельмисов И.А. «Контроль параметров деятельности авиационных диспетчеров путем инструментальных измерений на тренажере», М., «Вопросы радиоэлектроники», 2008 г.
5. Андриенко В.Б., Антохин Е.А., Вельмисов И.А., Зубков В.А. и др. Обеспечение безопасности полетов при управлении воздушным движением. Прикладная наука и организация производства // Монография. ГУАП. СПб.: 2011. с.243-281.

REFERENCES

1. Technologies of work of air traffic controllers (flight control) in the air navigation services for users of the airspace of the Russian Federation - Approved. by order of Rosaeronavigatsia dated November 14, 2007 No. 108 - M., 2007
2. Druzhinin G.V. "Methods for assessing and predicting quality", M., Radio and communication, 1982
3. Velmisov I.A. "Some approaches to determining the functional reliability of air traffic control specialists", M., Issues of radio electronics, 2008
4. Velmisov I.A. "Control of the parameters of the activity of air traffic controllers by instrumental measurements on the simulator", M., "Issues of radio electronics", 2008
5. Andrienko V.B., Antokhin E.A., Velmisov I.A., Zubkov V.A. et al. Ensuring flight safety in air traffic control. Applied science and organization of production // Monograph. GUAP. St. Petersburg: 2011. pp. 243-281.

НЕКОТОРЫЕ ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДЛИННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС

Н. А. Кушнерев¹, М. В. Родин², П. И. Шиврина²

¹АО «Концерн «Вега», Москва, Россия

²Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, Москва,
Россия

Аннотация. В докладе обращается внимание на трудности, связанные с формированием длинных зондирующих сигналов в импульсных радиолокаторах. Рассматривается способ, позволяющий за счет введения гистерезисного регулятора постоянного напряжения в состав источника электропитания оконечного усилителя мощности передающего модуля, значительно улучшить массогабаритные характеристики передающего тракта радиолокатора. Предложен вариант практической реализации гистерезисного регулятора, приведены результаты его схемотехнического моделирования и экспериментальной отработки.

Ключевые слова: радиолокационная система; активная фазированная антенная решетка; передающий модуль; усилитель мощности; источник электропитания; регулятор напряжения.

SOME PRACTICAL ASPECTS OF LONG DURATION RADAR SIGNALS SHAPING

N. A. Kushnerev¹, M. V. Rodin², P. I. Shivrina²

¹JSC «Corporation «Vega», Moscow, Russia

²Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The report draws attention to the difficulties associated with long duration radar signals shaping. A method is considered that allows, by introducing a hysteretic voltage regulator into the power supply of the transmitter power amplifier, to significantly improve the radar transmitter weight-size parameters. A variant of the implementation of the hysteretic voltage regulator is proposed, the results of its circuit simulation and experimental testing are presented.

Keywords: radar; active electronically scanned array; transmit module; power amplifier; power supply; voltage regulator.

1. ВВЕДЕНИЕ

В ряде комплексов дистанционного мониторинга как датчики информации находят применение импульсные радиолокационные системы (РЛС) с длинными зондирующими сигналами. Их длительность может составлять от единиц до сотен миллисекунд. Часто такие РЛС используют активные фазированные антенные решетки (АФАР) [1].

Решение задачи формирования в РЛС с АФАР длинных зондирующих сигналов наталкивается на две значительные трудности [2].

Во-первых, для обеспечения приемлемого спада огибающей зондирующего радиоимпульса требуются габаритные накопители электроэнергии в составе источника электропитания (ИЭП) оконечного усилителя мощности (УМ) передающего модуля (ПМ) АФАР. И чем больше требуемая импульсная мощность УМ и длительность зондирующего радиоимпульса, тем хуже массогабаритные характеристики ИЭП.

Во-вторых, наличие ряда факторов, среди которых неравномерность амплитудно-частотной характеристики УМ и разогрев кристалла усилительного транзистора, обуславливает дополнительные искажения огибающей зондирующих радиоимпульсов.

Как следствие, с одной стороны, снижается импульсная мощность зондирующего радиоимпульса, а с другой, деградирует форма отклика согласованного фильтра на приемной стороне РЛС. Все это ведет к снижению информативности РЛС [2-4].

Результаты многочисленных исследований связывают достижение малых искажений огибающей длинных зондирующих сигналов, в частности, с совершенствованием ИЭП оконечного УМ. Предложенный в [5] подход заключается в использовании импульсного регулятора напряжения (ИРН), включаемого между накопителем электроэнергии (НЭ) и УМ. Это позволяет при незначительном снижении коэффициента полезного действия (КПД) ИЭП купировать спад напряжения электропитания УМ и одновременно значительно уменьшить массу и габариты НЭ. Кроме того, ИРН с контуром отрицательной обратной связи обеспечивает компенсацию искажений огибающей зондирующего радиоимпульса.

Наилучшими динамическими характеристиками обладают гистерезисные ИРН [6]. Однако их существенным недостатком является значительная амплитуда пульсаций выходного напряжения, что обуславливает рост амплитудно-фазовых искажений зондирующих сигналов (по сравнению с традиционными техническими решениями без использования ИРН) – и, как следствие, снижение информативности РЛС.

Цель данного доклада – представить способ совершенствования ИЭП с гистерезисным ИРН, обеспечивающим снижение пульсации выходного напряжения.

2. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ТРАКТА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ УМ

Структура типового тракта электропитания оконечного УМ приведена на рисунке 1. Строго говоря, данная структура соответствует случаю использования УМ, работающего в классе C, то есть его включение осуществляется подачей усиливаемого радиоимпульса на вход. При этом напряжение электропитания U_{num} с УМ в отсутствии радиоимпульса на его входе не снимается.

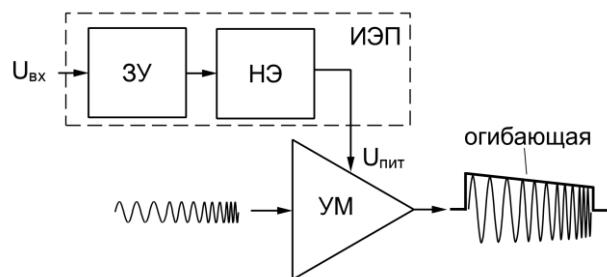


Рис. 1. Структура типового тракта электропитания УМ

ИЭП включает в себя емкостной НЭ и зарядное устройство (ЗУ). Назначением ЗУ является преобразование напряжения U_{ex} , поступающего на вход ИЭП (обычно от промежуточной шины постоянного тока), с целью заряда НЭ по тому или иному алгоритму за время паузы между зондирующими радиоимпульсами до требуемого значения напряжения U_{num} .

Такой ИЭП широко применяют в современных импульсных РЛС [5, 7, 8]. При этом он должен способствовать формированию плоской вершины радиоимпульса – без спада, пульсаций и провалов (выбросов) напряжения. Однако на практике, особенно при формировании длинных зондирующих сигналов, наблюдается значительный спад огибающей радиоимпульса, обусловленный главным образом разрядом НЭ.

При неизменной емкости НЭ относительный спад напряжения электропитания УМ будет тем больше, чем длиннее зондирующий радиоимпульс:

$$\gamma = \Delta U_c / U_0 \approx \frac{t_u}{C \cdot R_n}, \quad (1)$$

где ΔU_c – спад напряжения электропитания к концу радиоимпульса; U_0 – значение напряжения электропитания в начале радиоимпульса; C – емкость НЭ; R_n – сопротивление нагрузки ИЭП; t_u – длительность зондирующего радиоимпульса.

Спад огибающей зондирующих радиоимпульсов незначительно влияет на дальность обнаружения РЛС, тогда как возникающие из-за него искажения отклика устройства сжатия на приемной стороне оказывают значительное влияние на другие показатели информативности РЛС.

Обычно требуемое значение относительного спада напряжения электропитания УМ задают в пределах 1-5%. При столь жестких требованиях проявляется основной недостаток структуры типового тракта электропитания УМ – неполное использование электроэнергии, запасенной в НЭ.

Как следует из (1), чем меньше отклонение формы огибающей зондирующего сигнала от прямоугольной допустимо, тем больше должна быть емкость НЭ, а значит, его масса и габариты. Это приводит к ухудшению массогабаритных характеристик ИЭП, что является серьезным недостатком, поскольку современные АФАР могут содержать сотни и даже тысячи ПМ. Ухудшение габаритов последних ведет к ухудшению габаритов АФАР и РЛС в целом. Особенно остро эта проблема проявляет себя при формировании длинных зондирующих сигналов.

Использование ИРН, включаемого между НЭ и УМ (рисунок 2), позволяет значительно уменьшить емкость и массу НЭ за счет более полного использования запасаемой в нем электроэнергии. В работах [9, 10] ИЭП с дополнительным ИРН получили название двухступенчатых.

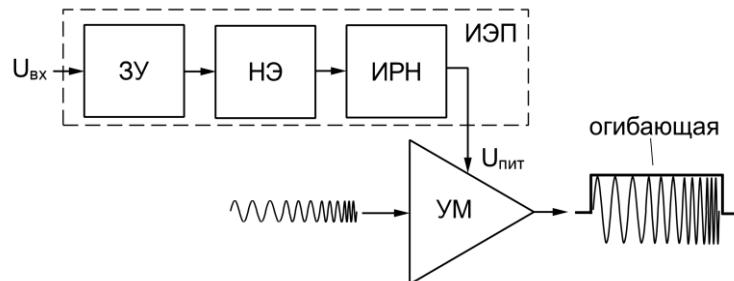


Рис. 2. Структура тракта электропитания УМ с дополнительным ИРН

Действительно, ИРН, выполняя функцию вывода и преобразования электроэнергии, накопленной в НЭ, по сути стабилизирует на своем выходе напряжение разряда НЭ. Очевидно, таким образом обеспечивается значительно больший разряд НЭ. Емкость НЭ в данном случае рассчитывается как:

$$C \approx \frac{2t_u}{R_n(2\gamma - \gamma^2)}. \quad (2)$$

Практика показывает, что ценой незначительного снижения КПД масса рассматриваемого ИЭП может быть уменьшена в единицы и даже десятки раз в зависимости от длительности зондирующего радиоимпульса, импульсной мощности УМ и требований к относительному спаду напряжения электропитания УМ (по сравнению с ИЭП на рисунке 1). Больше того, в ИЭП с ИРН спад выходного напряжения практически отсутствует, а значит, форма огибающей зондирующего радиоимпульса приближается к прямоугольной.

Выбор топологии, рабочей частоты и метода управления силовыми ключами ИРН является определяющим в части обеспечения требуемых КПД, быстродействия, качества выходного напряжения, электромагнитной совместимости и массогабаритных характеристик ИРН. При этом важно учитывать диапазоны изменения входного/выходного напряжений и выходной мощности, длительность и частоту следования импульсов тока нагрузки, необходимость гальванической развязки, тип нагрузки, требования к длительности и амплитуде переходных отклонений выходного напряжения при его скачкообразной регулировке и ряд других факторов.

Учитывая обычно высокие значения требуемой импульсной мощности на выходе ИЭП (сотни и тысячи ватт) и тока нагрузки (десятки и сотни ампер), а также отсутствие требований по обеспечению гальванической развязки между НЭ и УМ (гальваническая развязка осуществляется, как правило, в ЗУ), наиболее целесообразным является применение в качестве ИРН неизолирующего преобразователя напряжения понижающего типа.

Дополнительным фактором, определяющим выбор понижающей топологии ИРН, является работа НЭ в этом случае с относительно высокими напряжениями. Как известно, удельная энергоемкость электролитических и керамических конденсаторов повышается с ростом их рабочих напряжений, что обеспечивает улучшение массогабаритных характеристик НЭ.

Необходимость наличия в схеме ИРН отрицательной обратной связи (ОС) по напряжению обусловлена требованием к компенсации воздействия таких факторов, как разряд НЭ, изменение тока, потребляемого УМ, и т. д.

Полное исключение переходных процессов, вызванных ступенчатым изменением тока нагрузки, теоретически возможно только в том случае, если оперативно изменять соотношение между включенным и выключенным состоянием силового ключа либо рабочую частоту. Практически к этому можно приблизиться, используя гистерезисное управление в ИРН.

Таким образом, анализ возможных схем построения ИРН показывает, что по совокупности потенциально достижимых характеристик в большей степени предъявляемым требованиям к высокому быстродействию соответствует понижающий ИРН с гистерезисным управлением.

3. ГИСТЕРЕЗИСНЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

В общем случае гистерезисные ИРН представляют собой замкнутые релейные системы автоматического управления. Поэтому для гистерезисного ИРН наличие пульсации выходного напряжения – обязательное условие штатной работы.

Функциональная схема разработанного авторами в [11] ИЭП, включающего в себя гистерезисный ИРН, приведена на рисунке 3.

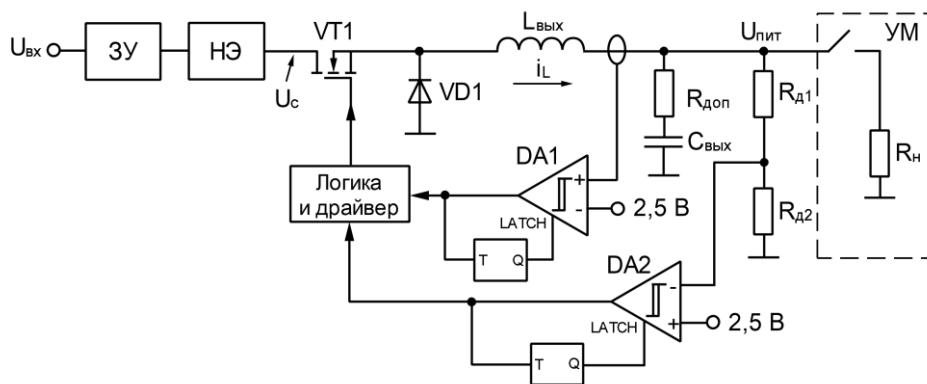


Рис. 3. Функциональная схема гистерезисного ИРН [11]

Цепь ограничения выходного тока в схеме на рисунке 3 обеспечивает безотказную работу ИРН при включении и формировании огибающей зондирующего радиоимпульса, когда в условиях нефиксированной длительности управляющего импульса выходной ток начинает неограниченно расти.

В цепь между драйвером и компараторами $DA1$ и $DA2$ включены одновибраторы. Они формируют временные интервалы, в течение которых колебательные процессы в элементах схемы ИРН затухают до значений, не влияющих на работу компараторов, причем в течение этого времени компараторы отключаются и не реагирует на изменение входных сигналов.

На рисунке 4 приведены осциллограммы напряжений, полученные по результатам экспериментальной отработки рассматриваемого гистерезисного ИРН [11].

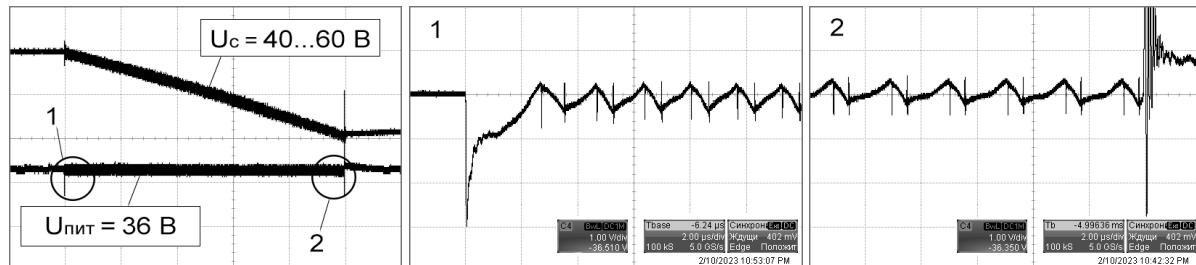


Рис. 4. Осциллограммы напряжений в схеме гистерезисного ИРН [11]

Из представленных осциллограмм видно, что в течение времени формирования зондирующего радиоимпульса $t_u = 10$ мс напряжение электропитания УМ практически не имеет спада. Частота пульсации выходного напряжения изменяется от 480 до 520 кГц, что обусловлено преимущественно снижением напряжения на НЭ с 60 В до 40 В [12]. Амплитуда пульсации довольно значительна и достигает 500 мВ, что составляет около 1,5% от номинального значения напряжения.

Существенным недостатком данного ИРН является необходимость повышения на входе ОС по выходному напряжению (в схеме – инвертирующий вход гистерезисного компаратора $DA2$) амплитуды пульсации для гарантированного переключения компаратора.

Дело в том, что пульсации напряжения на выходе ИРН обусловлены главным образом наличием эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС) выходного конденсатора $C_{вых}$. Действительно, переменная составляющая пилообразного тока i_L , протекая через ЭПС конденсатора, создает пульсирующее напряжение на выходе ИРН, а значит, и на входе компаратора $DA2$. Однако напряжение на конденсаторе $C_{вых}$ сдвинуто на 90° относительно тока через дроссель $L_{вых}$, а напряжение на ЭПС находится с ним в фазе. При малом значении ЭПС это приводит к некорректной работе ИРН. На практике это проявляется в значительном увеличении амплитуды пульсации выходного напряжения и снижении рабочей частоты ИРН.

Таким образом, выходной конденсатор $C_{вых}$ для корректной работы ИРН должен обладать достаточным значением ЭПС.

Вместе с тем, в современных ИРН наиболее предпочтительным является применение многослойных керамических конденсаторов вместо относительно ненадежных и низкодобротных электролитических. Однако керамические конденсаторы имеют очень низкое значение ЭПС, что неминуемо приводит к возникновению указанной выше проблемы.

При недостаточном для корректной работы ИРН значении ЭПС выходного конденсатора $C_{вых}$ последовательно с ним включают дополнительный резистор $R_{доп}$, как в схеме на рисунке 3. И чем больше сопротивление дополнительного резистора, тем больше размах пульсации напряжения на выходе ИРН, а значит, и на инвертирующем

входе компаратора в цепи ОС. Как следствие, будет обеспечено его гарантированное переключение. Однако значительная амплитуда пульсации напряжения на выходе ИРН будет способствовать ухудшению информативности РЛС.

4. УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ ГИСТЕРЕЗИСНЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Задача снижения амплитуды пульсации выходного напряжения гистерезисного ИРН может быть решена, например, за счет дополнительной фильтрации, что подразумевает использование сглаживающего активного фильтра. Недостаток данного технического решения – снижение КПД ИЭП. Причем это снижение будет тем больше, чем выше разница между входным и выходным напряжением активного сглаживающего фильтра. Для высоких токов нагрузки (десятка ампер) реализация такого фильтра представляется нецелесообразной из-за высоких потерь мощности.

С другой стороны, снижение амплитуды пульсации выходного напряжения ИРН может быть обеспечено за счет совершенствования гистерезисного управления.

В настоящее время при реализации гистерезисного управления в стабилизирующих ИРН распространение получило способ, обеспечивающий, с одной стороны, гарантированное переключение гистерезисного компаратора, а с другой – малые пульсации выходного напряжения [6]. В его основе – формирование на одном из входов компаратора пульсирующего напряжения, не связанного с выходным, что достигается введением внутренней малоинерционной ОС, охватывающей релейный элемент. В зарубежной научно-технической литературе он известен как «эмуляция пульсации». Данный способ позволяет даже в отсутствии пульсации напряжения на выходе ИРН обеспечить на выходе гистерезисного компаратора пилообразное напряжение с необходимым размахом.

Увеличить амплитуду пульсации напряжения на входе гистерезисного компаратора DA2 без применения дополнительного резистора в цепи фильтрующего конденсатора $C_{вых}$ можно, если параллельно выходному дросселю $L_{вых}$ включить интегрирующую $R_{доп}C_{доп}$ -цепь, выход которой соединен с входом гистерезисного компаратора через конденсатор $C_{ос}$ (рисунок 5).

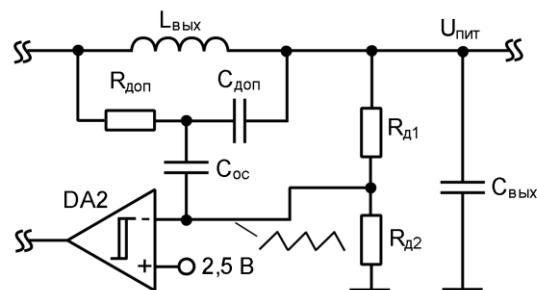


Рис. 5. Схема гистерезисного ИРН с внутренней обратной связью

Таким образом, подбирая параметры интегрирующей $R_{доп}C_{доп}$ -цепи, можно сформировать совпадающие по фазе с током дросселя пульсации необходимой амплитуды и, сложив их с постоянной составляющей выходного напряжения, подать на инвертирующий вход компаратора. Конденсатор $C_{ос}$ при этом купирует постоянную составляющую пилообразного сигнала.

Очевидно, в этом случае нет необходимости ограничивать минимальный уровень пульсации выходного напряжения и использовать конденсаторы с высоким ЭПС (или дополнительный резистор). Вместо последних применяют, например, многослойные керамические конденсаторы, обладающие малым ЭПС. В результате на выходе ИРН удается добиться относительно малой амплитуды пульсации напряжения.

На базе предложенных схемотехнических решений в программе MATLAB Simulink была разработана имитационная модель усовершенствованного ИЭП. Полученные в результате моделирования осциллограммы выходного напряжения (в начале и конце формирования огибающей радиоимпульса) представлены на рисунке 6.

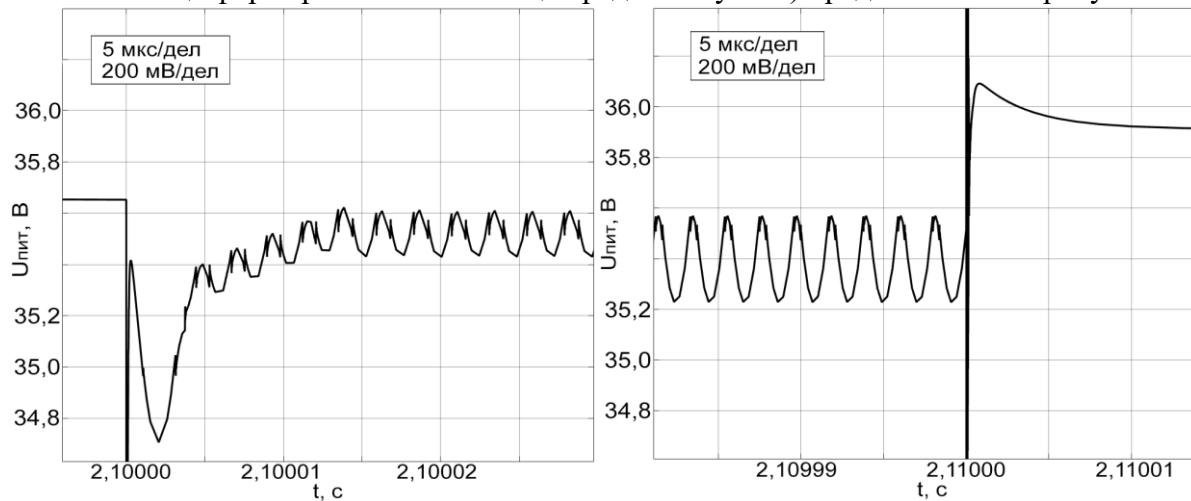


Рис. 6. Осциллограммы напряжения в схеме модели усовершенствованного ИЭП

Как следует из приведенных осциллограмм, амплитуда пульсации напряжения на выходе ИРН варьируется от 100 мВ (в начале импульса) до 190 мВ. Рабочая частота ИРН составляет около 400 кГц.

Для экспериментального исследования ИЭП был разработан его макет. Осциллограммы выходного напряжения, полученные при исследовании макета, приведены на рисунке 7. Как видно из графиков, они согласуются с полученными в результате имитационного моделирования. Их незначительное отличие вызвано тем, что при имитационном моделировании не были в полном объеме учтены все параметры реального макета ИЭП.

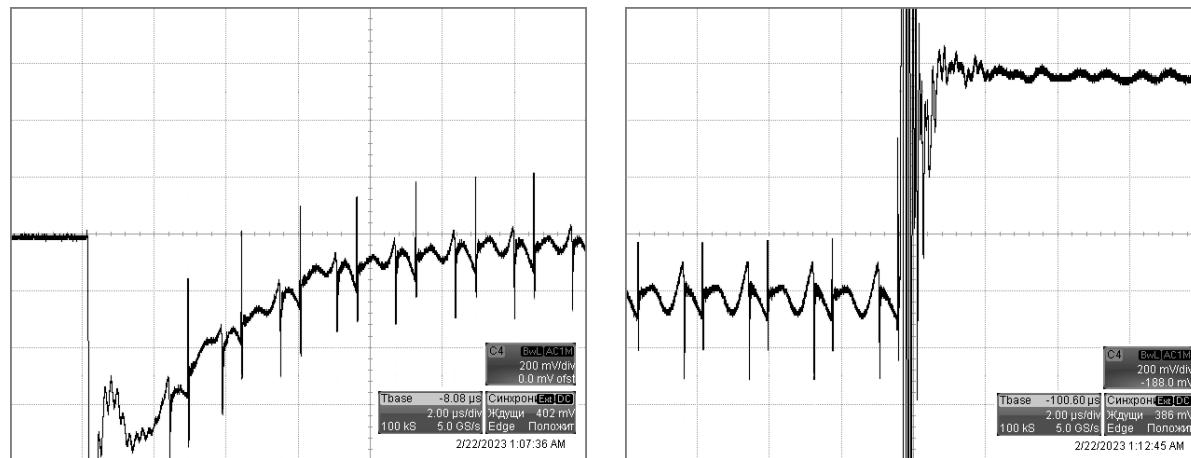


Рис. 7. Осциллограммы напряжения на выходе макета усовершенствованного ИЭП

Совокупность полученных результатов моделирования и экспериментальной отработки подтвердила, что предложенная схема ИРН адекватно работает во всех режимах, характерных для тракта электропитания окончного УМ в ПМ радиолокационных АФАР.

Таким образом, разработанный ИЭП обеспечивает на своем выходе малую (коэффициент пульсации менее 0,3%) амплитуду пульсации напряжения электропитания УМ по сравнению со случаем применения гистерезисного ИРН с

дополнительным резистором. В свою очередь, это позволит обеспечить уменьшение амплитудно-фазовых искажений зондирующих сигналов, а значит, повышение информативности РЛС.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты исследования, описанного в докладе, можно кратко сформулировать следующим образом.

1. В настоящее время задача улучшения массогабаритных характеристик передающих модулей радиолокационных АФАР, работающих с длинными зондирующими сигналами (единицы-сотни миллисекунд), может быть решена за счет применения в передающем модуле ИЭП с дополнительным гистерезисным ИРН, включаемым между накопителем и УМ. Однако из-за относительно высокой амплитуды пульсации выходного напряжения возникают дополнительные амплитудно-фазовые искажения зондирующего сигнала, которые ведут к снижению информативности РЛС.

2. Снижение амплитуды пульсации выходного напряжения ИЭП с гистерезисным ИРН возможно за счет совершенствования ИРН в направлении реализации дополнительной малоинерционной обратной связи. По результатам имитационного моделирования и экспериментальной отработки усовершенствованного ИЭП было получено значение амплитуды пульсации выходного напряжения, в пять раз меньшее, чем в известных ИЭП с гистерезисными ИРН, используемых в передающих модулях РЛС с АФАР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Brown A. Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. NY: Wiley-IEEE Press, 2022. – 272 p.
2. Кушнерев Н.А., Назарова Э.С., Родин М.В. Искажение огибающей зондирующих сигналов в импульсных РЛС // Успехи современной радиоэлектроники, 2022, Т. 76, № 6. – С. 33-48.
3. Eustice D., Baylis C., Cohen L., Marks R. Effects of Power Amplifier Nonlinearities on the Radar Ambiguity Function // IEEE Radar Conference, 2015. – Pp. 1725-1729.
4. Leifer M., Haupt R. Power Amplifier and Power Supply Distortion of Pulse Compression Radar Chirps // 2016 IEEE Radar Conference, 2016. – Pp. 1-4.
5. Кушнерев Н.А. Устройство электропитания импульсного твердотельного передатчика с высокими удельными показателями // Радиотехника, 2009, № 5. – С. 75-78.
6. Redl R., Sun J. Ripple-based Control of Switching Regulators – an Overview // IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, Vol. 24, No. 12. – Pp. 2669-2680.
7. Zhang Y. Realization of DC/DC High Power and Large Current Combined Power Supply for Airborne Radar / Zhang Y., Xu S., Chen Z., Li X., Dong B., Luo Q., Li B., He Y. // The Journal of Engineering, 2019, Vol. 2019, No. 16. – Pp. 1930-1933.
8. Wang Y. A Power Supply System for TR Modules of Active Phased Array Radar / Wang Y., Bao X., Liu Y., Li L., Liu H. // Open Journal of Circuits and Systems, 2020, Vol. 9, No. 2. – Pp. 28-34.
9. Gao X. A Two-Stage Pulsed Power Supply for Low-DC-Voltage and Low-Frequency Pulsed-Current Loads / Gao X., Wu H., Gao S., Zhang Z., Xing Y. // IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, Vol. 36, No. 2. – Pp. 2298-2309.
10. Yao Y. GaN-Based Two-Stage Converter With High Power Density and Fast Response for Pulsed Load Applications / Yao Y., Kulothungan G., Krishnamoorthy H., Das A., Soni H. // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, Vol. 69, No. 10. – Pp. 10035-10044.

11. Кушнерев Н.А., Родин М.В. Импульсный регулятор напряжения для оконечного усилителя мощности передающего модуля активной фазированной антенной решетки // Практическая силовая электроника, 2021, № 1(81). – С. 37-42.
12. Соловьев В.А., Соловьева В.В., Соболев В.А. Влияние параметров силовых элементов, напряжения гистерезиса компаратора и сопротивления нагрузки релейного понижающего импульсного регулятора постоянного напряжения на частоту его коммутации // Практическая силовая электроника, 2022, № 3(87). – С. 2-8.

REFERENCES

1. Brown, A. Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. NY: Wiley-IEEE Press, 2022. – 272 p.
2. Kushnerev, N.A., Nazarova, E.S., Rodin, M.V. To the distortions of the radar signals envelope // The successes of modern radio electronics, 2022, Vol. 76, No. 6. – Pp. 33-48.
3. Eustice, D., Baylis, C., Cohen, L., Marks, R. Effects of Power Amplifier Nonlinearities on the Radar Ambiguity Function // IEEE Radar Conference, 2015. – Pp. 1725-1729.
4. Leifer, M., Haupt, R. Power Amplifier and Power Supply Distortion of Pulse Compression Radar Chirps // 2016 IEEE Radar Conference, 2016. – Pp. 1-4.
5. Kushnerev, N.A. A power supply for a pulsed solid-state transmitter with high specific indicators // Radio Engineering, 2009, No. 5. – Pp. 75-78.
6. Redl, R., Sun, J. Ripple-based Control of Switching Regulators – an Overview // IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, Vol. 24, No. 12. – Pp. 2669-2680.
7. Zhang, Y. Realization of DC/DC High Power and Large Current Combined Power Supply for Airborne Radar / Zhang Y., Xu S., Chen, Z., Li X., Dong B., Luo Q., Li B., He Y. // The Journal of Engineering, 2019, Vol. 2019, No. 16. – Pp. 1930-1933.
8. Wang, Y. A Power Supply System for TR Modules of Active Phased Array Radar / Wang Y., Bao X., Liu Y., Li L., Liu H. // Open Journal of Circuits and Systems, 2020, Vol. 9, No. 2. – Pp. 28-34.
9. Gao, X. A Two-Stage Pulsed Power Supply for Low-DC-Voltage and Low-Frequency Pulsed-Current Loads / Gao X., Wu H., Gao S., Zhang Z., Xing Y. // IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, Vol. 36, No. 2. – Pp. 2298-2309.
10. Yao Y. GaN-Based Two-Stage Converter With High Power Density and Fast Response for Pulsed Load Applications / Yao Y., Kulothungan G., Krishnamoorthy H., Das A., Soni H. // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, Vol. 69, No. 10. – Pp. 10035-10044.
11. Kushnerev, N.A., Rodin, M.V. Switching voltage regulator for transmitting module of APAA // Practical power electronics, 2021, No. 1(81). – Pp. 37-42.
12. Soloviev, V.A., Solovieva, V.V., Sobolev, V.A. The impact of power elements parameters, comparator hysteresis voltage and load resistance of a dc voltage relay switched-mode buck regulator on its switching frequency // Practical power electronics, 2022, No. 3(87). – Pp. 2-8.

ОБЪЕДИНЕНИЙ АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ МАНЕВРИРУЮЩИХ В РАЙОНЕ АЭРОДРОМА ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

М. Альмахмуд¹, Е. А. Богословский¹

¹ВУНЦ BBC «BVA им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. в работе представлен анализ используемых в траекторной обработке информации алгоритма вероятностной ассоциации данных и алгоритма ближайшего соседа, который позволил разработать новый алгоритм, основанный на их объединении. Объединенный алгоритм обеспечивает повышенную точность определения координат воздушных объектов и улучшает характеристики надежности слежения за ними.

Ключевые слова: траекторная обработка информации; воздушный объект; управление воздушным движением; радиолокационная станция; алгоритмы обработки траекторных сигналов.

THE COMBINED ALGORITHM OF AUTOMATIC TRACKING OF AIR OBJECTS MANEUVERING IN THE AREA OF THE AIRFIELD

M. Almahmud¹, E. A. Bogoslovskiy¹

¹MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The paper presents an analysis of the probabilistic data association algorithm and the nearest neighbor algorithm used in trajectory processing of information, which made it possible to develop a new algorithm based on their combination. The combined algorithm provides increased accuracy in determining the coordinates of air objects and improves the reliability characteristics of tracking them.

Keywords: trajectory information processing; air object; air traffic control; radar station; algorithms for processing trajectory signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

Траекторная обработка (ТО) в автоматизированных системах управления воздушным движением (АС УВД) является заключительным этапом обработки радиолокационной (РЛИ) и радионавигационной информации. Ее результаты служат основой для принятия управленческих решений и непосредственно используются для отображения воздушной обстановки на рабочих местах диспетчеров УВД. Достоверность траекторной информации напрямую влияет на качество аэронавигационного обслуживания и безопасность полетов в зонах ответственности АС УВД.

Траекторную обработку принято рассматривать как совокупность следующих операций [1, 2]: получение первичных измерений (отметок) воздушных объектов (ВО) от радиолокационной станции (РЛС), обнаружение и выбор траекторий, определение принадлежности и стробирование отметок, фильтрация и предсказание, объединение данных, полученных от разных источников. Результатом совместного выполнения этих операций является совокупность траекторий – оценок реальных траекторий наблюдаемых ВО. На этапе обнаружения траекторий принимается решение о принадлежности множества последовательных измерений траекториям наблюдаемого объекта. На этапе определения принадлежности множество измерений разделяется на подмножества принадлежащих и не принадлежащих обнаруженным траекториям. На

этапе фильтрации траектории сглаживаются, и параметры движения наблюдаемого объекта уточняются согласно принятой модели движения. На этапе совместной обработки данных происходит объединение информации, поступающей от разных средств наблюдения.

На сегодняшний день в условиях устойчивого развития воздушного транспорта и средств наблюдения многие теоретические вопросы синтеза алгоритмов для систем траекторной обработки глубоко разработаны. Существует большое количество методов реализации отмеченных выше операций.

Будем ориентироваться на алгоритмы ближайшего соседа (БС) и вероятностной ассоциации данных (ВАД), поскольку они достаточно часто используются в современных системах ТО [1, 3-7].

2. АЛГОРИТМ БС

Это самый простой и очевидный метод решения задачи определения принадлежности вновь полученных отметок существующим траекториям. Для продолжения трека выбирается отметка с минимальным расстоянием до центра его строба – экстраполированного (предсказанного) на текущий период обзора положения ВО. После успешной ассоциации с одной из существующих в системе ТО траекторий остальные отметки удаляются из множества полученных отметок. Преимуществами метода являются его простота и возможность производить обновление траектории сразу после ассоциации, что полезно при работе с апериодическими источниками информации. Недостатком метода является неустойчивость к ложным отметкам, которые, в случае возникновения в пределах строба, неотличимы от истинных отметок. Применимость этого метода ассоциации ограничена ситуациями сопровождения одиночных ВО, траектории которых не пересекаются с траекториями других ВО при малой интенсивности ложных отметок [3, 5].

На рисунке 1 показан один цикл вычислений оценки сглаженного значения координат сопровождаемого ВО при использовании в фильтре Калмана (ФК) алгоритма БС (ФК с БС).

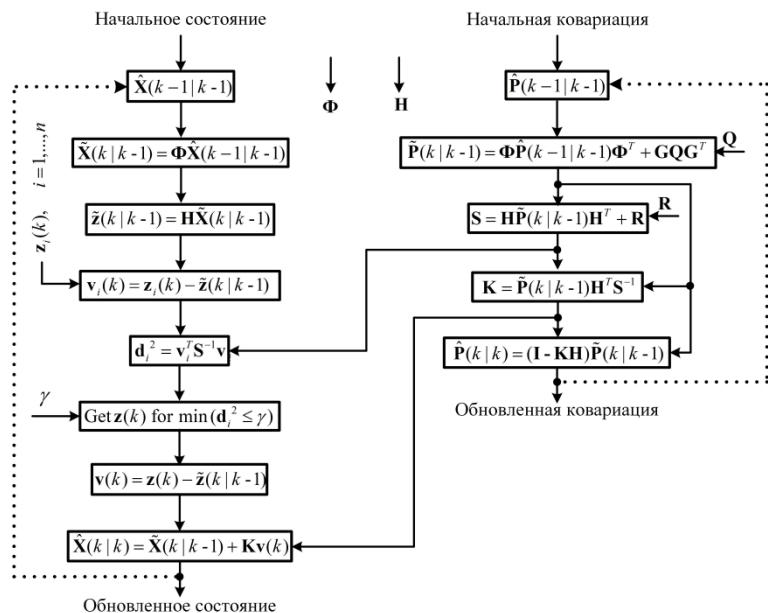


Рис. 1. Схема работы ФК с БС

На рисунке 1: $\hat{\mathbf{X}}(k-1|k-1)$ – вектор оценки состояния ВО; $\tilde{\mathbf{X}}(k|k-1) = \Phi \hat{\mathbf{X}}(k-1|k-1)$ – вектор предсказанного состояния ВО;

$\tilde{\mathbf{z}}(k | k-1) = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}}(k | k-1)$ – предсказанное измерение ВО; $\mathbf{v}_i(k) = \mathbf{z}_i(k) - \tilde{\mathbf{z}}(k | k-1)$ – вычисление невязки между измеренным значением и предсказанным значением для ВО; $\mathbf{d}_i^2 = \mathbf{v}_i^T \mathbf{S}^{-1} \mathbf{v}_i$ – проверка достоверности измерений; $\mathbf{v}(k) = \mathbf{z}(k) - \tilde{\mathbf{z}}(k | k-1)$ – вектор невязки между реальным измерением и рассчитанным; $\hat{\mathbf{X}}(k | k) = \tilde{\mathbf{X}}(k | k-1) + \mathbf{K}\mathbf{v}(k)$ – обновленная оценка состояния; $\hat{\mathbf{P}}(k-1 | k-1)$ – ковариация состояния; $\tilde{\mathbf{P}}(k | k-1) = \mathbf{\Phi}\tilde{\mathbf{X}}(k-1 | k-1)\mathbf{\Phi}^T + \mathbf{G}\mathbf{Q}\mathbf{G}^T$ – ковариация предсказанного состояния; $\mathbf{S} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{P}}(k | k-1)\mathbf{H}^T + \mathbf{R}$ – ковариация невязки; $\mathbf{K} = \tilde{\mathbf{P}}(k | k-1)\mathbf{H}^T \mathbf{S}^{-1}$ – коэффициент усиления фильтра; $\hat{\mathbf{P}}(k | k) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}\mathbf{H})\tilde{\mathbf{P}}(k | k-1)$ – обновленная ковариация состояния; $\mathbf{\Phi}$ – переходная матрица состояния; \mathbf{H} – матрица измерений; \mathbf{Q} – ковариационная матрица шума; \mathbf{R} – ковариационная матрица ошибок измерения, \mathbf{G} – ковариационная матрица системного шума; $\mathbf{z}_i(k)$, $i=1,\dots,n$ – вектор измерения; γ – пороговое значение строба.

Результаты компьютерного моделирования работы ФК с БС показаны на рисунке 2

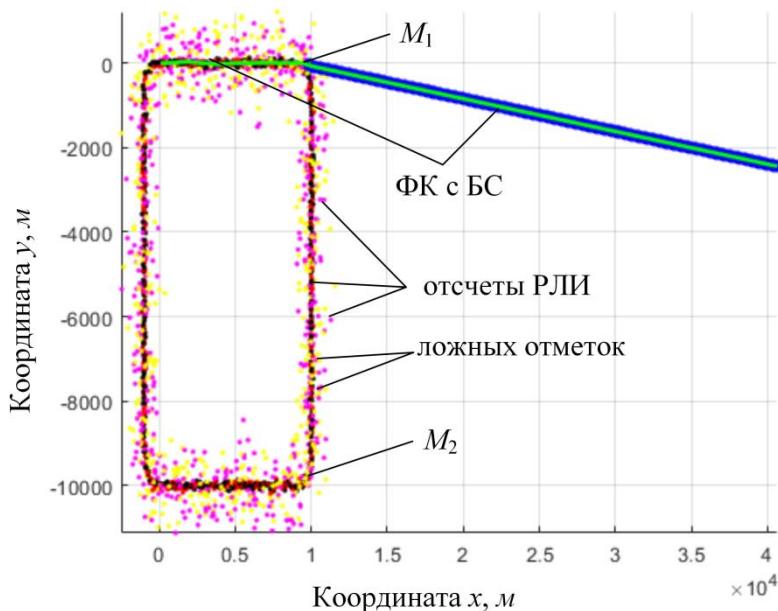


Рис. 2. Результаты компьютерного моделирования при использовании ФК с БС

Рис. 2 иллюстрирует результаты исследования оценок фазовых координат сопровождаемого ВО, осуществляющего движение и маневрирование в районе аэродрома при четырехкратном преобладании ложных отметок.

Из рисунка 2 видно, что в таких условиях исследуемый ФК с БС потерял ВО из сопровождения в точке M_1 , соответствующей началу первого маневра ВО. При этом вероятность правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ составляла 0,9. Моделирование показало, что при $P_{\text{по}} = 0,7$ ФК с БС не теряет из сопровождения ВО в точке M_1 , но в точке M_2 также происходит срыв сопровождения. Такое расхождение по величине $P_{\text{по}}$ обусловлено тем, что $P_{\text{по}}$ определяет размер строба, в который попадают отметки от ВО – чем меньше $P_{\text{по}}$, тем больше размер строба, но при этом в него, соответственно, попадает большее количество ложных отметок.

На рисунке 3 показано среднеквадратическое отклонение (СКО) фильтрации положения ВО на оси Ох от номера отчета РЛИ. Рисунки 2 и 3 соответствуют друг другу.

Из рисунка 3 видно, что на отсчете с номером $N = 130$ (точка, соответствующая M_1 на рисунке 2) наблюдается резкий рост СКО определения координаты x ВО, из-за чего

происходит срыв сопровождения. Таким образом, ФК с БС обеспечивает высокую точность сопровождения ВО, не совершающих маневрирование.

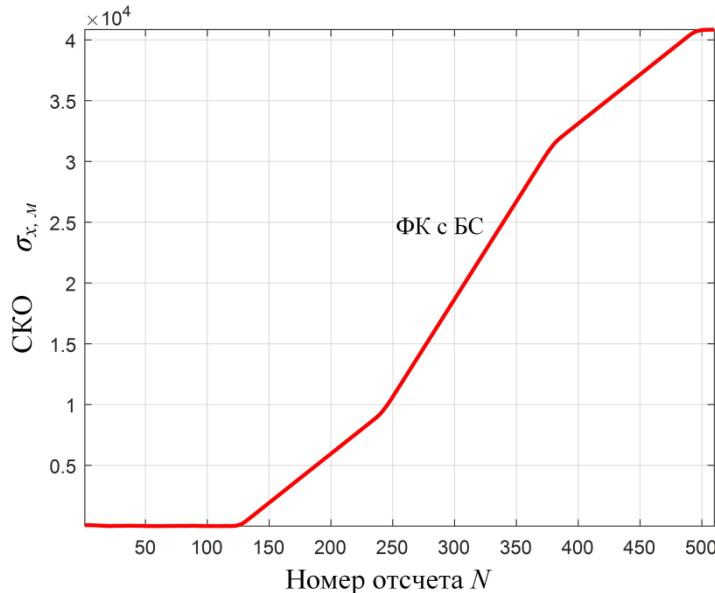


Рис. 3. Средние ошибки фильтрации положения цели вдоль оси x

3. Алгоритм ВАД

Алгоритм ВАД реализует байесовский подход к задаче, а общая логика работы идентична логике алгоритма БС. Отличие заключается в том, что для формирования текущей оценки параметров траектории используется синтезированная отметка, которая формируется путем весового объединения всех попавших в строку трека отметок с весами пропорциональными их правдоподобию. Как и алгоритм БС, алгоритм корректен только при сопровождении одиночных объектов, но при высокой плотности ложных отметок работает лучше.

На рисунке 4 приведен один цикл вычислений оценки сглаженного значения координат сопровождаемого ВО при использовании в ФК алгоритма ВАД (ФК с ВАД).

На рисунке 4: p_i – вероятность правильного отождествления с измерением \mathbf{z}_i ; $P_{\text{по}}$ – вероятность обнаружения отметок, соответствующих данному ВО; λ – пространственная плотность ложных отметок (среднее число в единице объема), остальные обозначения идентичны принятым для рисунка 1.

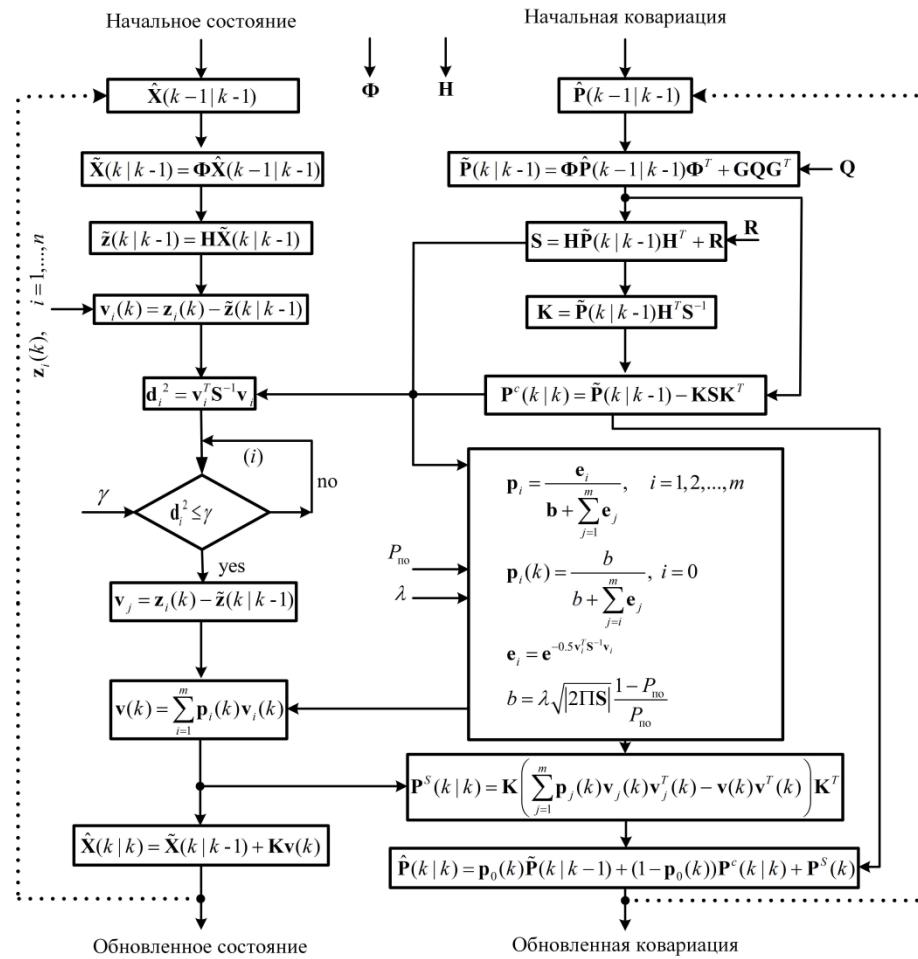


Рис. 4. Схема работы ФК с ВАД

Результаты компьютерного моделирования работы ФК с ВАД показаны на рисунке 5.

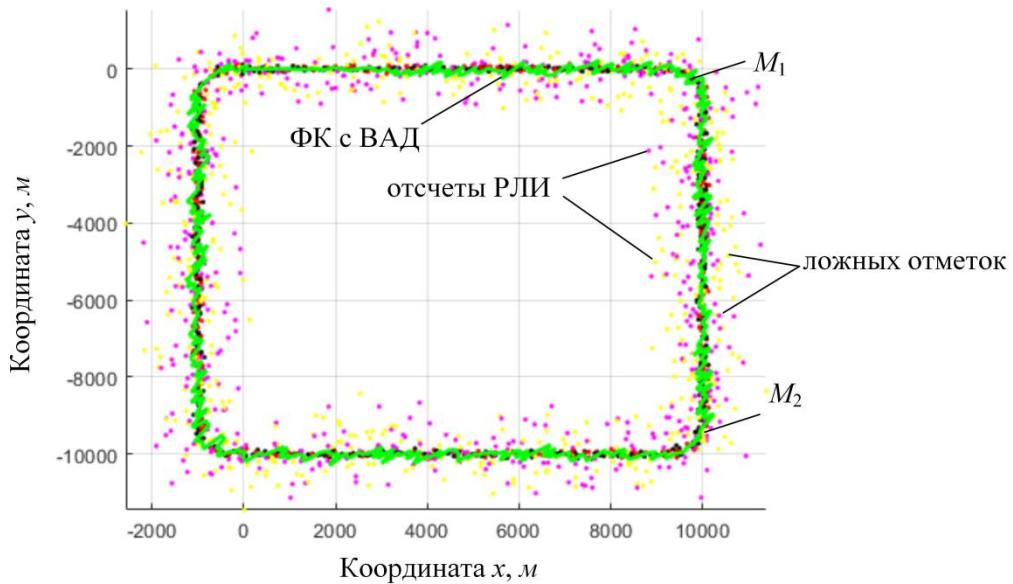


Рис. 5. Результаты компьютерного моделирования при использовании ФК с ВАД

Рис. 5 иллюстрирует результаты исследования оценок фазовых координат сопровождаемого ВО, осуществляющего движение и маневрирование в районе аэродрома при четырехкратном преобладании ложных отметок.

Из рисунка 5 видно, что исследуемый ФК с ВАД не потерял ВО из сопровождения при маневре в условиях ложных отметок, установленных в при моделировании, в случае наибольшей вероятности обнаружения $P_{\text{по}} = 0,9$.

На рисунке 6 показаны СКО фильтрации положения ВО по оси Ox , полученные для вышеприведенных условий.

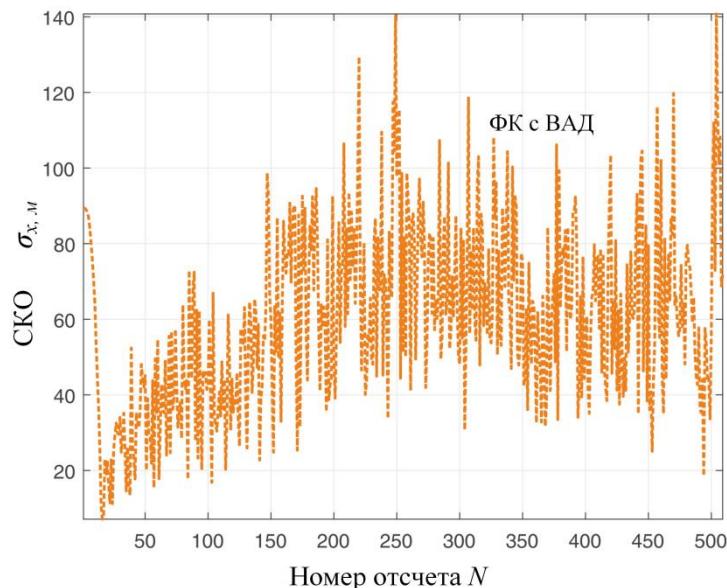


Рис. 6. Средние ошибки фильтрации положения цели вдоль оси x

Из рисунка 6 видно, что СКО координаты x ВО имеет достаточно большой разброс, т.е. ФК с ВАД в отличие от ФК с БС, менее точен при сопровождении неманеврирующего ВО, однако, при этом, он лучше отслеживает маневры, выполняемые ВО.

Анализируя особенности ФК с БС и ФК с ВАД, учитывая их достоинства и недостатки, нами предлагается способ объединения указанных алгоритмов, который бы на неманевренных участках функционировал как ФК с БС, а на маневренных – как ФК с ВАД. Основной сложностью в реализации такого подхода является определение момента от неманевренного участка траектории (ФК с БС) к маневренному (ФК с ВАД) и обратно. Исследования показали, что для фиксации момента перехода необходимо определение соотношения между \mathbf{d}_i^2 и γ . Если $\mathbf{d}_i^2 \leq \gamma$ то используется ФК с БС, в противном случае – ФК с ВАД. Проверка этого соотношения выполняется в реальном масштабе времени при каждом поступлении отсчетов РЛИ.

При использовании ФК с БС возможен срыв сопровождения ВО. При этом, для того, чтобы произошел переход к ФК с ВАД необходимо определение нового вектора состояния. В этот вектор состояния набираются те отсчеты предыдущих измерений, которые соответствуют критерию наименьшего значения $\mathbf{z}_i | i \min \mathbf{d}_i^2$. По окончании выполнения этого условия происходит обратный переход к ФК с БС.

На рисунке 7 приведен один цикл вычислений оценки слаженного значения координат сопровождаемого ВО при объединении ФК с БС и ФК с ВАД

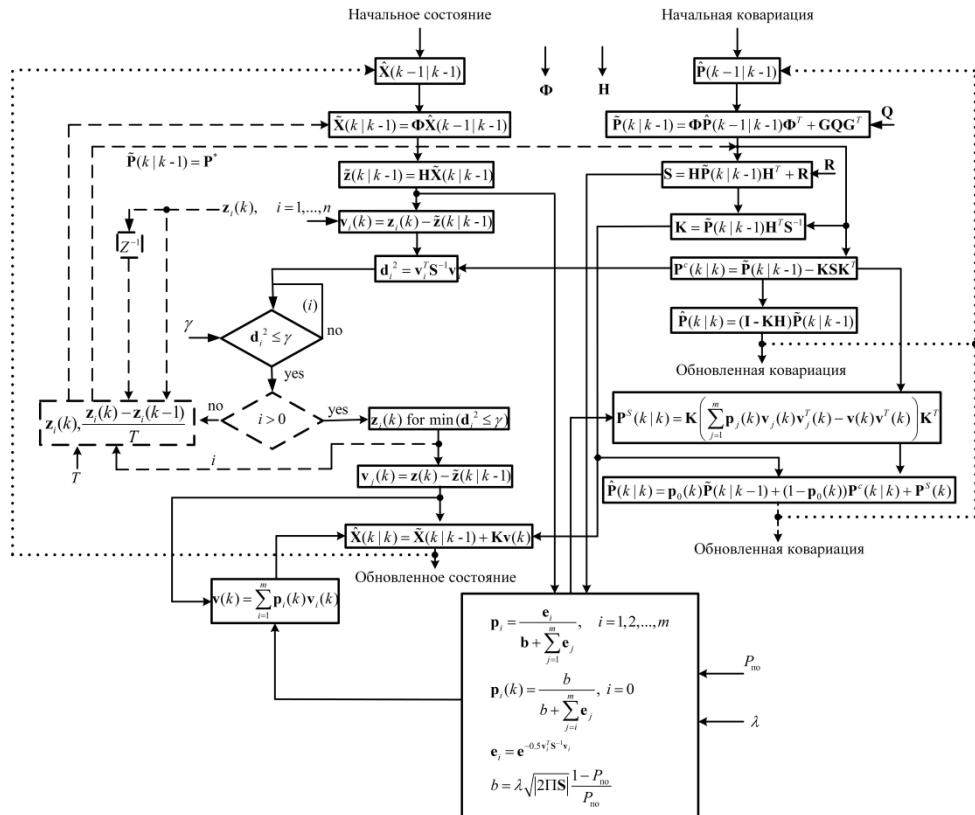


Рис. 7. Схема работы объединения ФК с БС и ФК с ВАД

Результаты компьютерного моделирования работы объединения ФК с БС и ФК с ВАД представлены на рисунке 8.

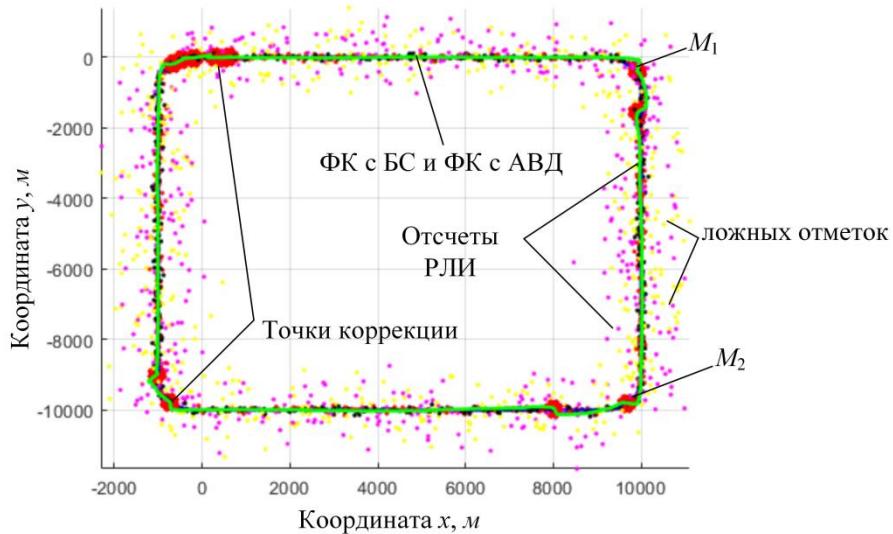


Рис. 8. Результаты компьютерного моделирования при использовании объединения ФК с БС и ФК с ВАД

Как видно из рисунка 8, исследуемый ФК с БС и ФК с ВАД не потерял ВО из сопровождения при маневре в условиях ложных отметок, установленных в эксперименте. Также достигается точность ФК с БС при движении ВО без маневрирования. На траектории в зоне маневра показаны точки коррекции.

На рисунке 9 показаны СКО фильтрации положения цели по оси x .

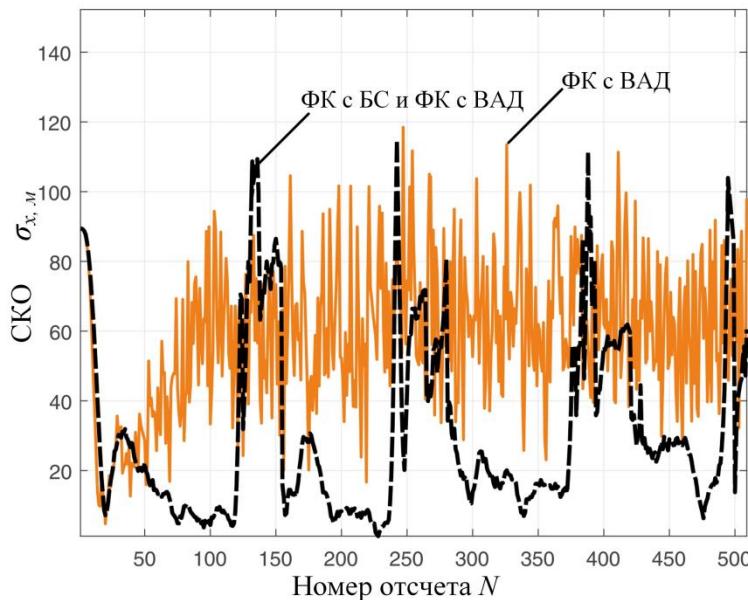


Рис. 9. Сравнительные результаты СКО двух алгоритмов (ФК с БС и ФК с ВАД) и ФК с ВАД оценивания координаты x

Из рисунка 9 видно, что точность сопровождения ВО объединенным алгоритмом превосходит использование по отдельности составляющих его алгоритмов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в результате работы получен новый алгоритм траекторной обработки информации, который может быть использован как в АС УВД, так и в системах контроля воздушного пространства. Данный алгоритм комбинирует в себе достоинства, присущие известным алгоритмам траекторной обработки и позволяет существенно уменьшить их недостатки, обусловленные маневрированием воздушных объектов. Показано, что точность сопровождения траектории ВО, маневрирующего в районе аэродрома, при использовании комбинированного алгоритма может быть существенно улучшена; небольшое ухудшение в точности, не превышающее обеспечиваемое отдельно взятым алгоритмом, наблюдается только в точках перехода от одного алгоритма к другому.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация: Введение в теорию. Киев: КВЦ, 2000. - 428 с.
2. Blackman S .S. Multiple-target tracking with radar applications. London: Artech House, 1986. - 449 р.
3. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Часть 1. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. - 164 с.
4. Фарина А. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. Перевод с английского. – М.: Радио и связь, 1993. - 320 с.
5. Bar-Shalom Y., Fortmann T. E. Tracking and Data Association. Academic Press, 1988. – 353 р.
6. Kirubarajan T., Bar-Shalom Y. Probabilistic data association techniques for target tracking in clutter. Proceedings of the IEEE Vol. 92, Issue 3, 2004, – p. 536 – 557.
7. Миролюбов А. М. Траекторная обработка на основе метода вероятностного объединения / Миролюбов А. М., Монаков А. А. //Оборонная техника, 2003, №9. – С. 38-41

REFERENCES

1. Kuzmin S. Z. Digital radar: Introduction to theory. Kyiv: KVIC, 2000. - 428 p.3.
2. Blackman S.S. Multiple-target tracking with radar applications. London: Artech House, 1986. - 449 p.
3. Konovalov A. A. Fundamentals of trajectory processing of radar information. Part 1. St. Petersburg: SPbGETU "LETI", 2013. - 164 p.
4. Farina A. Digital processing of radar information. Goal tracking. Translation from English. - M.: Radio and communication, 1993. - 320 p.
5. Bar-Shalom Y., Fortmann T. E. Tracking and Data Association. Academic Press, 1988. - 353 p.
6. Kirubarajan T., Bar-Shalom Y. Probabilistic data association techniques for target tracking in clutter. Proceedings of the IEEE Vol. 92, Issue 3, 2004, p. 536-557.
7. Kirubarajan T., Bar-Shalom Y. Probabilistic data association techniques for target tracking in clutter. Proceedings of the IEEE Vol. 92, Issue 3, 2004, p. 536-557.

ОПТИМАЛЬНОЕ ПОЛОЖЕНИЕ РАДИОЛОКАТОРА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ НАБЛЮДЕНИЯ

А.В. Кричигин¹, Е. А. Маврычев²

¹ПАО «НПО «Алмаз», г. Москва, Россия

²Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева (НГТУ),
Нижний Новгород, Россия

Аннотация. В данной работе рассматривается задача выбора наилучшего положения радиолокатора, работающего в активном режиме. Радиолокатор должен обеспечивать заданное качество обнаружения, которое определяется вероятностью обнаружения. Так как вероятность обнаружения монотонно связана с ОСШ, то обеспечение качества обнаружения можно рассматривать как обеспечение ОСШ не ниже порогового уровня во всей области наблюдения. Критерием оптимизации положения радиолокатора является минимальная излучаемая энергия при условии обеспечения заданного качества обнаружения. Выбор положения радиолокатора осуществляется при оптимальном распределении излучаемой энергии в пространстве, при котором энергия, излучаемая в определенном направлении, обеспечивает пороговое ОСШ на границе области наблюдения. Для оптимизации положения предложен простой метод, при котором область наблюдения аппроксимируется выпуклым многоугольником, что позволяет существенно упростить задачу вариационного исчисления.

Ключевые слова: радиолокатор, область наблюдения, оптимизация энергии.

OPTIMAL RADAR LOCATION TO PROVIDE A GIVEN OBSERVATION AREA

A. B. Krichigin¹, E. A. Mavrychev²

¹PJSC «ALMAZ R&P Corp.», Moscow, Russia

²Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The problem of choosing the best position of the active radar is considered in this work. The radar should provide the received quality which defined by right detection probability. Since the right detection probability depends monotonically on signal to noise ratio (SNR), then received quality providing can be detected as exceeding the SNR level above the threshold at the observation area edge. The radar position optimizing criterion is the minimum of radiated energy, provided the received quality. The radar position choosing is carried out with the optimal radiated energy distribution, where the radiated energy angular distribution provides threshold SNR at the observation area edge. For radar position optimizing, a simple method is proposed, in which the observation area is approximated by a convex polygon, which makes it possible to significantly simplify the problem of the calculus of variations.

Keywords: radar; observation area; energy optimization.

1. ВВЕДЕНИЕ

Обнаружение объектов является ключевой задачей в радиолокации, а дальность обнаружения зависит от параметров радиолокатора, которые определяют его энергетический потенциал: излучаемая мощность, время наблюдения и эффективная площадь приемной антенны [1]. Так как мощность принимаемого сигнала обратно пропорционально дальности до наблюдаемого объекта в четвертой степени, то

увеличение дальности обнаружения сопряжены со значительным увеличением энергетических ресурсов и/или площади антенн. В связи с этим рациональные подходы использования энергетических ресурсов являются крайне важными при создании радиолокаторов с большой дальностью действия.

Перспективный путь оптимизации энергетических ресурсов для радиолокаторов обзора пространства, предложенный в [2], основывается на оптимизации энергетической эффективности. Данный подход заключается в обеспечении заданного качества обнаружения в области наблюдения при минимальных затратах энергии. В [2] рассматривается оптимизация энергетических ресурсов в некооперативной сети радиолокаторов. В ряде работ [3] – [6] исследуется оптимизация распределения мощности в MIMO радарах с разнесенными антеннами или многопозиционных MIMO радарах с совместной обработкой сигналов. В качестве целевой функции в [3] – [5] используются среднеквадратическая ошибка оценивания координат объектов. В [6] рассматривается распределение мощности для достижения наилучших характеристик разреженного восстановления радиолокационных сигналов в распределенном MIMO радаре. Кроме распределения мощности, важную роль в достижении наилучших характеристик играет положение радиолокаторов в многопозиционной системе. Оптимизация положения антенн в многопозиционном MIMO радаре рассматривается в работах [7] – [10].

При однопозиционном радиолокационном наблюдении также есть возможности уменьшить затрачиваемые энергетические ресурсы на обзор пространства за счет оптимального положения радиолокатора и распределения излучаемой мощности. В данной работе рассматривается задача оптимального выбора положения радиолокатора, при котором обнаружение объектов с заданным качеством достигается с минимальными затратами энергии. Показано, что если заданная область наблюдения пространства ограничена выпуклой фигурой, то положение радиолокатора должно соответствовать центру масс данной фигуры при условии оптимального распределения энергии, при котором необходимое качество обнаружения обеспечивается на границе данной области.

2. ПРЕДПОЛОЖЕНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Будем рассматривать радиолокатор, осуществляющий круговое сканирование в заданной области пространства, которую будем называть областью наблюдения. Область наблюдения определяется множеством точек S на плоскости, которое ограничено замкнутым контуром L (рисунок 1). Радиолокатор имеет координаты $\vec{r}_0 = [x_0, y_0]$. Будем рассматривать случай, когда точка расположения радиолокатора принадлежит области наблюдения $\vec{r}_0 \in S$.

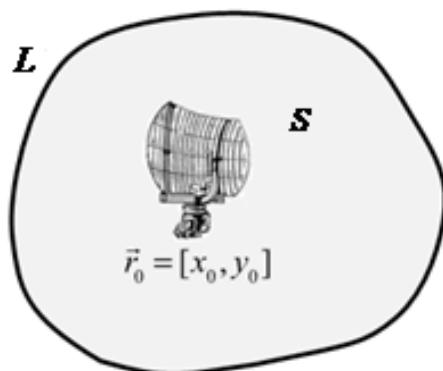


Рис. 1. Область наблюдения радиолокатора

Полагаем, что множество S является выпуклым. Геометрическое различие выпуклых и невыпуклых множеств показано на рисунке 2. Изображены выпуклые и невыпуклые множества, ограниченные произвольным контуром и контуром в виде многоугольника.

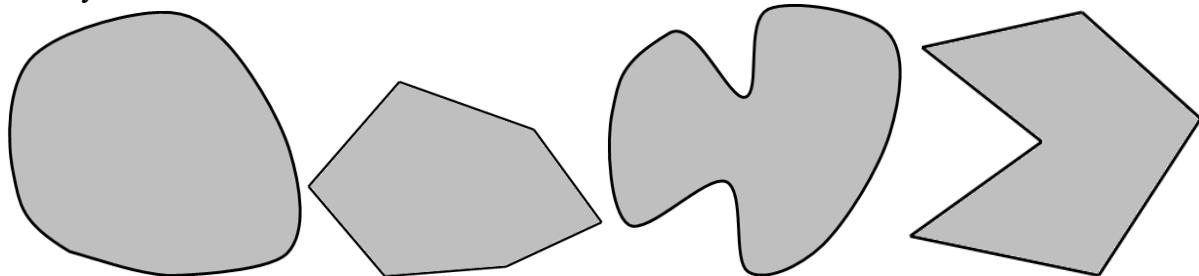


Рис. 2. Примеры выпуклых (слева) и невыпуклых множеств (справа)

В пределах области наблюдения радиолокатор должен обеспечивать качество обнаружения объектов не хуже заданного, а именно вероятность правильного обнаружения при фиксированном уровне ложных тревог должна быть не менее заданной величины. Вероятность обнаружения монотонно связана с ОСШ, а увеличение дальности до объекта ведет к снижению ОСШ и вероятности обнаружения. Отсюда следует, что энергии, излучаемой в некотором направлении, должно быть достаточно, чтобы получить необходимое ОСШ на границе области наблюдения, которое в свою очередь обеспечивает заданную вероятность обнаружения.

Классический подход, который используется в радиолокаторах с круговым обзором пространства, основан на механическом сканировании с равномерным вращением антенны с постоянным уровнем излучаемой энергии $E(\phi) = E_0$. Тогда оптимальной областью наблюдения будет являться окружность с центром в точке расположения радиолокатора с радиусом R_0

$$R_0 = \sqrt[4]{\frac{E_0}{\gamma}}, \quad (1)$$

где коэффициент γ включает параметры радиолокатора, канала распространения, свойств объекта и качества наблюдения, входящие в уравнение радиолокации [1].

Если область наблюдения не является окружностью, то при классическом подходе с равномерным распределением энергии по всем направлениям будут возникать потери энергии. Например, на рисунке 3 показана область наблюдения в виде треугольника, для того чтобы обеспечить качество обнаружения не ниже заданного, необходимо уровень излучаемой энергии E_0 выбрать так, чтобы R_0 , вычисленный в соответствии с (1) являлся радиусом описанной окружности треугольной области наблюдения.

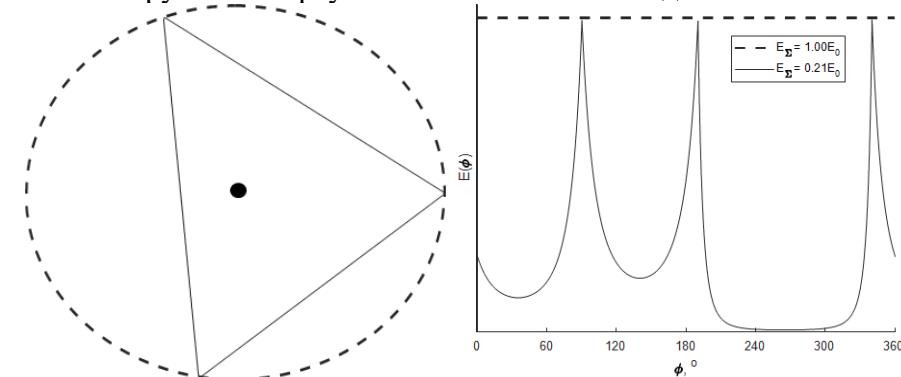


Рис. 3. Разница областей наблюдения, ограниченных треугольной и круглой областями

Возможность изменения величины излучаемой энергии в зависимости от направления излучения позволяет сформировать область наблюдения отличную от окружности. Это позволяет минимизировать излучаемую энергию при обеспечении требуемого качества наблюдения в заданной области или оптимизировать энергетическую эффективность радиолокатора [2].

Рассмотрим задачу оптимизации положения радиолокатора \vec{r}_0 , а также оптимизации распределения энергии $E(\vec{r}_0, \varphi)$, излучаемой радиолокатором в направлениях $\varphi \in [0, 2\pi]$. Критерием оптимизации является минимум суммарной энергии

$$\min_{\vec{r}_0} E_{\Sigma}(\vec{r}_0). \quad (2)$$

Суммарная энергия, излучаемая радиолокатором за один обзор, определяется как:

$$E_{\Sigma}(\vec{r}_0) = \int_0^{2\pi} E(\vec{r}_0, \varphi) d\varphi = \gamma \int_0^{2\pi} R^4(\vec{r}_0, \varphi) d\varphi, \quad (3)$$

где $R(\vec{r}_0, \varphi)$ – расстояние от точки стояния радиолокатора до границы области наблюдения в азимутальном направлении φ .

Тогда для оптимизации энергетической эффективности требуется найти положение радиолокатора, при котором суммарная энергия минимальна:

$$\min_{\vec{r}_0} E_{\Sigma}(\vec{r}_0) \Rightarrow \frac{dE_{\Sigma}(\vec{r}_0)}{d\vec{r}_0} = 0 \Rightarrow \vec{r}_0 = \vec{r}_{opt}. \quad (4)$$

В результате вычисляется положение радиолокатора, которое обеспечивает оптимальную энергетическую эффективность, то есть осуществляется обнаружение в заданной области наблюдения с требуемыми параметрами при минимальной затрачиваемой суммарной энергии.

3. ОПТИМИЗАЦИЯ ПОЛОЖЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРА

Решение задачи оптимизации положения радиолокатора для минимизации затрачиваемой энергии начнем с рассмотрения области наблюдения, ограниченной треугольником. Из всех возможных положений радиолокатора необходимо выбрать то, которое обеспечивает обнаружение объектов с характеристиками не ниже заданных, с минимальными энергетическими затратами (рисунок 4).

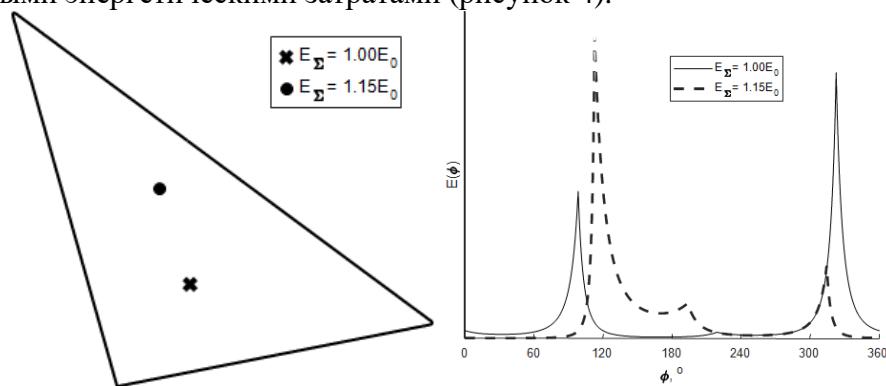


Рис. 4. Область наблюдения и положения радиолокатора (оптимальное и неоптимальное)

При рассмотрении области наблюдения, ограниченной кусочно-линейной функцией, при вычислении суммарной затрачиваемой энергии для каждого из

возможных положений радиолокатора целесообразно перейти к рассмотрению набора азимутальных областей, соответствующих каждому прямому участку границы области наблюдения.

$$E_{\Sigma}(\vec{r}_0) = \gamma \sum_{i=1}^N \int_{\varphi_{i1}}^{\varphi_{i2}} R_i^4(\vec{r}_0, \varphi) d\varphi, \quad (5)$$

где N – количество отрезков, ограничивающих область наблюдения, $R_i(\vec{r}_0, \varphi)$ – расстояние от точки положения радиолокатора до элементов соответствующего отрезка границы в заданном азимутальном направлении, φ_{i1} и φ_{i2} – азимутальные направления на вершины отрезка границы из точки положения радиолокатора относительно перпендикуляра к отрезку.

Более детально рассмотрим произвольный прямой участок границы области наблюдения (рисунок 5). Используя выражение для прямой в полярных координатах, расстояние от произвольной точки до границы области наблюдения можно представить следующим образом:

$$R_i(\vec{r}_0, \varphi) = \frac{p_i}{\cos(\varphi - \varphi_{pi})}, \quad (6)$$

где p_i , φ_{pi} – длина и азимут перпендикуляра от точки расположения радиолокатора до отрезка границы области наблюдения.

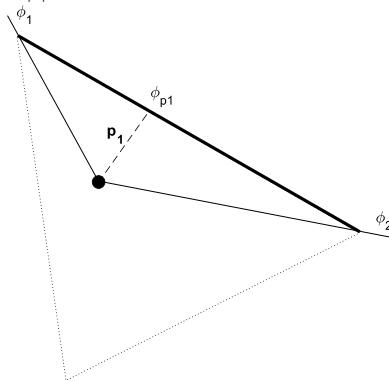


Рис. 5. Прямолинейный участок границы области наблюдения

Выражения для анализируемых величин в декартовой системе координат выглядят следующим образом:

$$E_{\Sigma}(\vec{r}_0) = \int_{\varphi_{i1}}^{\varphi_{i2}} \frac{\gamma p_i^4}{\cos^4(\varphi - \varphi_{pi})} d\varphi = \frac{\gamma p_i^4}{6} \left(\frac{3 \sin(\varphi_{i2}) + \sin(3\varphi_{i2})}{\cos^3(\varphi_{i2})} - \frac{3 \sin(\varphi_{i1}) + \sin(3\varphi_{i1})}{\cos^3(\varphi_{i1})} \right), \quad (7)$$

$$p_i = \frac{(x_{i+1} - x_i)(y_i - y_0) - (y_{i+1} - y_i)(x_i - x_0)}{\sqrt{(x_{i+1} - x_i)^2 + (y_{i+1} - y_i)^2}}, \quad (8)$$

$$\lambda_{i1} = \tan(\varphi_{i1}) = \frac{(x_{i+1} - x_i)(x_i - x_0) + (y_{i+1} - y_i)(y_i - y_0)}{(y_{i+1} - y_i)(x_i - x_0) - (x_{i+1} - x_i)(y_i - y_0)}, \quad (9)$$

$$\lambda_{i2} = \tan(\varphi_{i2}) = \frac{(x_{i+1} - x_i)(x_{i+1} - x_0) + (y_{i+1} - y_i)(y_{i+1} - y_0)}{(y_{i+1} - y_i)(x_{i+1} - x_0) - (x_{i+1} - x_i)(y_{i+1} - y_0)}, \quad (10)$$

$$\int_{\varphi_{i1}}^{\varphi_{i2}} \frac{\gamma p_i^4}{\cos^4(\varphi - \varphi_{pi})} d\varphi = \frac{\gamma p_i^4}{6} (\lambda_{i2}(3 + \lambda_{i2}^2) - \lambda_{i1}(3 + \lambda_{i1}^2)), \quad (11)$$

где x_i , y_i – координаты вершин треугольника, ограничивающего область наблюдения.

Для оптимизации положения радиолокатора, с целью минимизации общей затрачиваемой энергии, необходимо вычислить следующую производную:

$$\frac{\partial E_{\Sigma}(x_0, y_0)}{\partial x_0} = \frac{4}{3} \sum_{i=1}^3 y_i (x_{i-1} - x_{i+1}) (3x_0 - (x_{i-1} + x_i + x_{i+1})), \quad (12)$$

$$\frac{\partial E_{\Sigma}(x_0, y_0)}{\partial y_0} = \frac{4}{3} \sum_{i=1}^3 x_i (y_{i-1} - y_{i+1}) (3y_0 - (y_{i-1} + y_i + y_{i+1})). \quad (13)$$

Решая полученные выражения, получаем, что в случае области наблюдения, ограниченной треугольником, оптимальное положение радиолокатора определяется как:

$$\begin{cases} x_{opt} = (x_1 + x_2 + x_3)/3, \\ y_{opt} = (y_1 + y_2 + y_3)/3. \end{cases} \quad (14)$$

Таким образом, оптимальное положение радиолокатора соответствует точке пересечения медиан в треугольнике. Данный результат подтверждается математическим моделированием, при котором для каждого возможного положения радиолокатора вычисляется суммарная энергия для обеспечения требуемой области наблюдения. Точка пересечения медиан треугольника является его геометрическим центром (центроид, барицентр или центр масс объекта с равномерно распределенной массой).

Исследования областей наблюдения, ограниченных выпуклыми многоугольниками с числом вершин больше трех, показали, что оптимальное положение радиолокатора совпадает с геометрическим центром данного многоугольника. Рассмотрение предельного случая, при котором число вершин стремится к бесконечности, позволяет расширить полученный результат и для областей наблюдения, ограниченных непрерывными выпуклыми кривыми. Аналитические вычисления и численные моделирования подтвердили справедливость полученных результатов. Таким образом, оптимальное положение радиолокатора для обеспечения обнаружения в заданной области наблюдения, ограниченной выпуклой фигурой, определяется геометрическим центром данной фигуры.

Рассматривая свойства центра масс в классической механике, заметим, что при делении фигуры на две части, отрезок, соединяющий центры данных частей, проходит через центр исходной фигуры. Данное свойство вытекает из математического определения центра масс, который в случае плоской однородной фигуры вычисляется следующим образом:

$$\vec{r}_0 = \frac{1}{S} \int_S \vec{r} dS = \frac{1}{S} \left(\int_{S_1} \vec{r} dS + \int_{S_2} \vec{r} dS \right) = \frac{1}{S} (\vec{r}_1 S_1 + \vec{r}_2 S_2) = \vec{r}_1 + \frac{S_2}{S} (\vec{r}_2 - \vec{r}_1), \quad (15)$$

где $S = S_1 + S_2$, \vec{r}_1 , \vec{r}_2 – центры масс фигур, полученных при делении исходной. Последнее соотношение совпадает с векторным параметрическим уравнением прямой, заданной через вектор \vec{r}_1 , конец которого лежит на прямой, и направляющий вектор $(\vec{r}_2 - \vec{r}_1)$. При этом необходимо отметить, что деление фигуры можно осуществлять произвольным образом.

Данное свойство удобно использовать на практике в случае нахождения оптимального положения радиолокатора при рассмотрении области, ограниченной многоугольником. Покажем это на примере четырехугольника (рисунок 6). Рассматриваемую фигуру разделим на треугольники. Существует два варианта подобного деления, для каждого из которых центры треугольников соединяются отрезком. В итоге геометрический центр четырехугольника вычисляется исходя из условия пересечения данных отрезков (так как каждый из них проходит через центр четырехугольника).

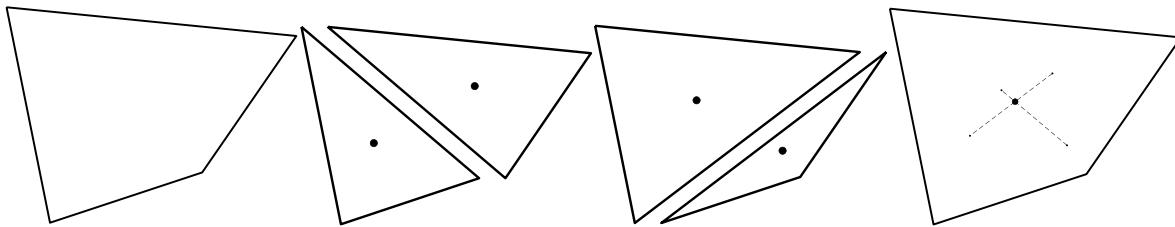


Рис. 6. Нахождение геометрического центра четырехугольника

При дальнейшем увеличении числа вершин многоугольника, ограничивающего область наблюдения, целесообразно делить исходный многоугольник на фигуры с меньшим количеством вершин. Это дает возможность вычислить оптимальное положение радиолокатора с минимальными вычислительными затратами.

Для нахождения оптимального положения радиолокатора при рассмотрении области наблюдения, ограниченной непрерывной выпуклой фигурой, целесообразно на первом этапе представить данную область в виде многоугольника. Например, на рисунке 7 изображена область наблюдения, которая приближенно представлена в виде шестиугольника.

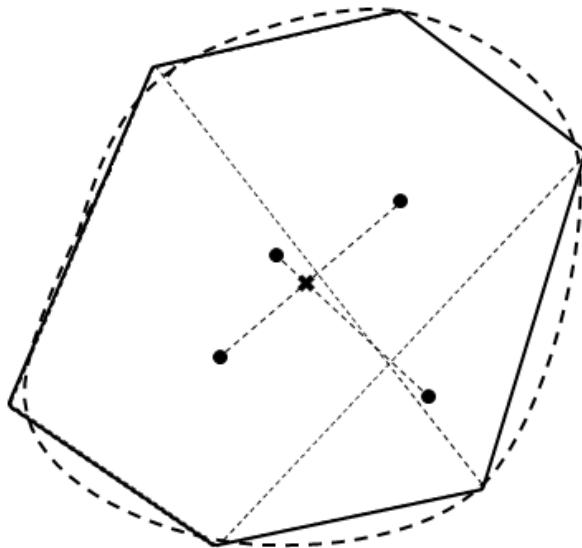


Рис. 7. Пример нахождения геометрического центра выпуклой фигуры

Для нахождения центра данного многоугольника можно воспользоваться предложенным выше алгоритмом, то есть делением на две разные пары многоугольников с меньшим количеством вершин (схематично представлено на рисунке). Данный подход позволяет вычислять оптимальное положение радиолокатора для обеспечения наблюдения в области наблюдения, ограниченной любой выпуклой фигурой, без сложных математических вычислений.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача выбора наилучшего положения радиолокатора для обзора заданной области пространства, являющейся выпуклым множеством точек. Выбор положения выполняется при условии оптимального распределения энергии, которое обеспечивает обнаружение объектов с вероятностью не хуже заданной. Предложен простой способ поиска оптимального положения, основанный на представлении произвольной области с помощью многоугольника, для которого показан, что оптимальная точка расположения радиолокатора является центром масс многоугольника.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сколник М.И. Справочник по радиолокации. В 2 книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2015. – 672 с.
2. Кричигин А. В., Маврычев Е. А. Энергетическая эффективность и распределение ресурсов для обнаружения целей в некооперативной радиолокационной сети // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «RLNC 2022», 2022, Т. 3. - С. 312-322.
3. Godrich H., Petropulu A.P., Poor H.V. Power allocation strategies for target localization in distributed multiple-radar architectures // IEEE Trans. on Signal Processing, 2011, Vol. 59, No. 7. - Pp. 3226-3240.
4. Song X., Willett P., Zhou S. Optimal power allocation for MIMO radars with heterogeneous propagation losses // 2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 25-30 March, 2012, Kyoto, Japan. - Pp. 12465-2468.
5. Garcia N., Haimovich A.M., Coulon M., Lops M. Resource allocation in MIMO radar with multiple targets for non-coherent localization // IEEE Trans. on Signal Processing, 2014, Vol. 62, No. 10. - Pp. 2656-2666.
6. Yu Y., Sun S., Madan R.N., Petropulu A. Power allocation and waveform design for the compressive sensing based MIMO radar // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2014, Vol. 50, No. 2. - Pp. 898-909.
7. Wang Y., Yi W., Yang Sh., Mallick M., and Kong L. Antenna placement algorithm for distributed MIMO radar with distance constrains // 2020 IEEE Radar Conference, 25-30 March, 2012, Kyoto, Japan. - Pp. 12465-2468.
8. Yang Y., Yi W., Zhang T., Cui G., Kong L., Yang X., and Yang J. Fast optimal antenna placement for distributed MIMO radar with surveillance performance // IEEE Signal Processing Letters, 2015, Vol. 22, No. 11. - Pp. 1955-1959.
9. Radmard M., Chitgarha M.M., Nazari-Majd M., Nayebi M.M. Antenna placement and power allocation optimization in MIMO detection // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2014, Vol. 50, No. 2. - Pp. 1468-1478.
10. Wang Y., Yang Sh. Zhou T., Li N. Geometric optimization of distributed MIMO Radar systems with Spatial Distance constraints //IEEE Access, 2020, Vol. 8. - Pp. 199227-199241.

REFERENCES

1. Skolnik, M.I., Radar Handbook. 3rd ed. McGraw-Hill Professional. New York, 2008. – 1328 p.
2. Krichigin, A.V., Mavrychev, E.A. Energy efficiency optimization of target detection in noncooperative radar network // Radar, navigation, communication: Collection of reports XXVIII International scientific and technical conference “RLNC 2022”, 2022, Vol. 3. - Pp. 312-322.
3. Godrich, H., Petropulu, A.P., Poor, H.V. Power allocation strategies for target localization in distributed multiple-radar architectures // IEEE Trans. on Signal Processing, 2011, Vol. 59, No. 7. - Pp. 3226-3240.
4. Song, X., Willett, P., Zhou, S. Optimal power allocation for MIMO radars with heterogeneous propagation losses // 2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 25-30 March, 2012, Kyoto, Japan. - Pp. 12465-2468.

5. Garcia, N., Haimovich, A.M., Coulon, M., Lops, M. Resource allocation in MIMO radar with multiple targets for non-coherent localization // IEEE Trans. on Signal Processing, 2014, Vol. 62, No. 10. - Pp. 2656-2666.
6. Yu, Y., Sun, S., Madan, R.N., Petropulu, A. Power allocation and waveform design for the compressive sensing based MIMO radar // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2014, Vol. 50, No. 2. - Pp. 898-909.
7. Wang, Y., Yi, W., Yang, Sh., Mallick, M., and Kong, L. Antenna placement algorithm for distributed MIMO radar with distance constrains // 2020 IEEE Radar Conference, 25-30 March, 2012, Kyoto, Japan. - Pp. 12465-2468.
8. Yang, Y., Yi, W., Zhang, T., Cui, G., Kong, L., Yang, X., and Yang, J. Fast optimal antenna placement for distributed MIMO radar with surveillance performance // IEEE Signal Processing Letters, 2015, Vol. 22, No. 11. - Pp. 1955-1959.
9. Radmard, M., Chitgarha, M.M., Nazari-Majd, M., Nayebi, M.M. Antenna placement and power allocation optimization in MIMO detection // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2014, Vol. 50, No. 2. - Pp. 1468-1478.
10. Wang, Y., Yang, Sh. Zhou, T., Li, N. Geometric optimization of distributed MIMO Radar systems with Spatial Distance constraints //IEEE Access, 2020, Vol. 8. - Pp. 199227 – 199241.

ОТДЕЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ

Д.Б. Михайлов, А.В. Чадин, В.С. Медведева

ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России, Мытищи, Россия

Аннотация. Рассмотрены методы измерений эффективной площади рассеяния с помощью радиолокационных измерительных комплексов, проанализировано применение эталонных отражателей для определения их характеристик.

Ключевые слова: радиолокационный измерительный комплекс, эффективная площадь рассеяния, метрологическое обеспечение, эталон.

SEPARATE ISSUES OF METROLOGICAL SUPPORT OF RADAR MEASURING COMPLEX

D. B. Mihailov, A. V. Chadin, V.S. Medvedeva

FSBI «MSMC» of the Ministry of Defense of the Russian Federation, Mytishchi, Russia

Abstract. Methods of measuring the effective scattering area using radar measuring systems are considered, the use of reference reflectors to determine their characteristics of radar measuring is considered.

Keywords: radar measuring complex, effective scattering area, metrological support, standard.

1. ВВЕДЕНИЕ

При использовании излучений радиотехнических сигналов, применяемых для решения многих измерительных задач, существенное место занимает оценка радиолокационных характеристик объектов различного назначения, в частности, эффективной площади рассеяния (ЭПР), описывающей рассеивающие свойства таких объектов. Оценку интегральной ЭПР обычно проводят экспериментально с использованием специальных инструментальных средств – радиолокационных измерительных комплексов (РИК) [1]. Причем при измерении ЭПР большое значение придается решению задач по метрологическому обеспечению используемых таких специальных средств измерений, а также непрерывному совершенствованию метрологических характеристик, обеспечивающих достоверность получаемых результатов измерений и их высокую практическую ценность.

На рисунке 1 представлен национальный радиолокационный измерительный комплекс, находящийся в США [2], и который предназначен для измерений радиолокационных характеристик объектов, в том числе ЭПР.



Антенно-фидерная система



Рабочее место оператора

Рис. 1. Национальный радиолокационный измерительный комплекс, США

2. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЙ ЭПР

В области измерений ЭПР развивались как косвенные, так и прямые методы измерений. Косвенные методы основываются, как правило, исключительно на расчетных методах, учитывающих рассеивающие свойства металлических тел простейших форм – сфер, цилиндров, дисков и пластин. Точность расчета ЭПР таких тел в большинстве случаев превышает точность ее измерений другими возможными методами, что и обусловило их использование в качестве эталонных мер. В тоже время, другой косвенный метод измерений ЭПР, базирующийся на измерении коэффициента усиления антенн, не получил распространения ввиду худшей погрешности по сравнению с расчетным методом.

При реализации прямых измерений ЭПР в качестве эталона используется мера, ЭПР которой хорошо известна. Наиболее предпочтительными вариантами таких эталонных мер являются диск, пластина и сфера. Реализация прямого метода возможна в дальней зоне, при этом в качестве расчетного соотношения используется выражение

$$\sigma_H = \sigma_A \frac{P_H}{P_A} \left(\frac{R_A}{R_H} \right)^4, \quad (1)$$

где σ_H, σ_A – значения ЭПР соответственно испытываемого объекта и аттестованной меры, м².

Принцип действия РИК [2] как инструментальных средств измерений ЭПР основан на сравнении энергетических характеристик сигналов, отраженных с одной стороны исследуемым объектом и, с другой стороны калибровочным отражателем (сферой, цилиндром, уголковым отражателем, плоской прямоугольной пластинкой), аналитическое выражение значения ЭПР которого известно.

Таким образом, обеспечение единства измерений ЭПР основывается на линейно-угловых измерениях калибровочных отражателей из состава РИК. В процессе эксплуатации оценка ЭПР калибровочных отражателей, используемых для градуировки, проводится регулярно на каждом РИК.

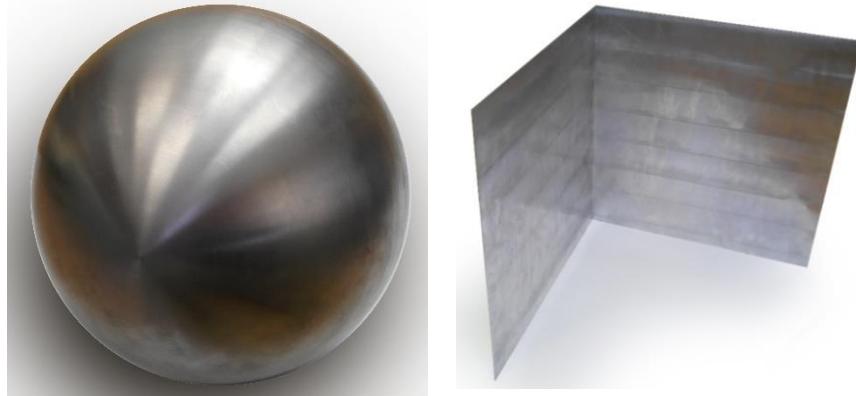


Рис. 2. Типовой комплект эталонных отражателей

Вместе с тем, указанные методы не позволяют в полной мере учитывать резонансные свойства калибровочных отражателей, их физическое состояние и погрешности изготовления, что, несомненно, приводит к росту погрешности измерений ЭПР объектов на величину погрешности оценки ЭПР эталонных отражателей, то есть в целом на 15...25 % [2].

К числу составляющих погрешности измерений ЭПР относят:

- погрешность измерений ЭПР, обусловленную неравномерностью облучающего поля (за счет эффекта многолучевого распространения электромагнитной волны, за счет спада поля по краям рабочей зоны и т.д.) [3];

- погрешность, обусловленную наличием фона (определяется соотношением сигнал/шум);

- погрешность отсчета углового положения объекта.

Следует отметить, что при этом могут использоваться различные методы уменьшения погрешности измерений, разные методы калибровки, что, как следствие, отражается на достоверности оценки результатов измерений ЭПР объектов в целом.

3. ИЗМЕРЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ЭТАЛОННЫХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ

Одним из возможных путей решения сложившейся проблемы может служить дополнительные измерения ЭПР опорного эталонного отражателя на различных типах РИК с последующим их сравнением с результатами измерений ЭПР опорного эталонного отражателя, полученными на эталонном комплексе (ЭК), внешний вид, одного из которых представлен на рисунке 3 [4]. В качестве опорных эталонных отражателей могут быть использованы комплекты возимых мер ЭПР из состава таких ЭК, действительные значения ЭПР которых определяются при воспроизведении единицы ЭПР.



Рис. 3. Внешний вид одного из эталонных комплексов измерений ЭПР, США

Проведение таких сравнений обеспечит не только передачу единицы величины ЭПР от эталона к средствам измерений, но и позволит реализовать дополнительный контроль оценки достоверности результатов, что даст возможность своевременно принять корректирующие действия при выявлении расхождений результатов измерений.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты анализа методов измерений ЭПР и метрологического обеспечения средств измерений, используемых в рассматриваемой области, показали, что в основе системы метрологического обеспечения средств измерений ЭПР лежит расчетный метод, базирующийся на измерении геометрических характеристик эталонных калибровочных отражателей из состава РИК. При этом для обеспечения прослеживаемости измерений ЭПР необходимы дополнительные измерения опорных эталонных отражателей из состава ЭК с последующим их сличением между собой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Balanis, C. A.: Antenna Theory: Analysis and Design, 4th edn., Wiley, Hoboken, New Jersey, USA, ISBN 978-1-118-64206-1.
2. Kent, B. M.: Comparative measurements of precision radar crosssection (RCS) calibration targets, IEEE AP-S, 4, 412–415, 2001.
3. Sevgi, L., Rafiq, Z., and Majid, I.: Radar cross section (RCS) measurements [Testing ourselves], IEEE Antenn. Propag. M., 278–291.
4. Wiesbeck W., Rieger S. “A complete error for free space polarimetric measurments”, IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 39, no 8, 8 Aug. 1991. pp. 1105-1111.

REFERENCES

1. Balanis, C. A.: Antenna Theory: Analysis and Design, 4th edn., Wiley, Hoboken, New Jersey, USA, ISBN 978-1-118-64206-1.
2. Kent, B. M.: Comparative measurements of precision radar crosssection (RCS) calibration targets, IEEE AP-S, 4, 412–415, 2001.
3. Sevgi, L., Rafiq, Z., and Majid, I.: Radar cross section (RCS) measurements [Testing ourselves], IEEE Antenn. Propag. M., 278–291.
4. Wiesbeck W., Rieger S. “A complete error for free space polarimetric measurments”, IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 39, no 8, 8 Aug. 1991. pp. 1105-1111.

ОЦЕНКА СВОЙСТВ ФИЛЬТРА, КОМПЕНСИРУЮЩЕГО ВЛИЯНИЕ СРЕДЫ С ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМЫМ ЗАТУХАНИЕМ НА УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИГНАЛ

Ю. В. Бакшеева¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Доклад посвящен теме улучшения качественных показателей медицинского ультразвукового эхолокатора мегагерцового диапазона. Известно, что для целей медицинской ультразвуковой диагностики ультразвуковые эхолокаторы используют простые короткие импульсные сигналы. Биологическая среда распространения ультразвука с частотно-зависимым затуханием существенно искажает спектр таких зондирующих сигналов, что также значительно увеличивает их длительность в процессе распространения и ухудшает продольную разрешающую способность. Сформулирована задача компенсации воздействия среды путем применения компенсирующего фильтра. Приведено выражение для фильтра в общем виде, получено выражение для коэффициента ухудшения ОСШ при применении фильтра. Оценка свойств фильтра на основе коэффициента ухудшения ОСШ получена путем численного моделирования для зондирующих сигналов разной формы - гауссова радиоимпульса, одностороннего экспоненциального радиоимпульса и радиоимпульса с прямоугольной огибающей. Показано, что применение компенсирующего фильтра возможно в большом диапазоне значений спектральной плотности мощности шума на входе фильтра, при этом коэффициент ухудшения ОСШ не превышает 4.

Ключевые слова: частотно-зависимое затухание; компенсирующий фильтр; широкополосный сигнал; коэффициент ухудшения отношения сигнал-шум.

EVALUATION OF THE PROPERTIES OF A FILTER THAT COMPENSATES FOR THE INFLUENCE OF A TISSUE WITH FREQUENCY-DEPENDENT ATTENUATION ON AN ULTRASONIC BROADBAND SIGNAL

Iu. V. Baksheeva¹

¹Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAJ), Saint-Petersburg,
Russia

Abstract. The report is devoted to the topic of improving the quality indicators of the medical ultrasound sonar of the megahertz range. It is known that for the purposes of medical ultrasound diagnostics, ultrasonic scanners use short (broadband) pulse signals, and the biological tissue significantly distorts the spectrum of the probing ultrasonic signal, which also significantly increases its duration during propagation and worsens the longitude resolution. The problem of compensating the impact of the biological tissue with frequency-dependent attenuation in the form of the use of a compensating filter is formulated. The expression for the filter is given in general form, the expression for the SNR-degradation coefficient when applying the filter is obtained. The estimation of the filter properties based on the SNR-degradation coefficient was obtained on the basis of numerical modeling for probing signals of different shapes - Gaussian radio pulse, one-sided exponential radio pulse and a radio pulse with a rectangular envelope. It is shown that the use of a compensating filter is possible in a large range of values of the spectral power density of noise at the filter input, while the SNR-degradation coefficient does not exceed 4.

Keywords: frequency-dependent attenuation; compensating filter; broadband signal; SNR-degradation coefficient.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для целей медицинской ультразвуковой диагностики ультразвуковые эхолокаторы используют простые короткие импульсные сигналы. Это обусловлено, в первую очередь, требованиями к обеспечению продольной и поперечной разрешающей способности, которые должны находиться в пределах до 1 мм и меньше, что необходимо для качественной визуализации внутренних структур организма, представляющих собой трехмерную объемно-распределенную цель. Используемые зондирующие сигналы в рабочем диапазоне несущих частот от 2 МГц до 10 МГц и с длительностями порядка 1 мкс и меньше являются широкополосными. Биологическая среда распространения ультразвука с частотно-зависимым затуханием существенно искажает спектр таких зондирующих сигналов, что также значительно увеличивает их длительность в процессе распространения и ухудшает продольную разрешающую способность [1]. Поперечная разрешающая способность при этом также ухудшается, что физически объясняется смещением основной части спектра мощности зондирующих сигналов в область более низких частот [2].

Поэтому целесообразно поставить вопрос о компенсации действия биологической среды с частотно- зависимым затуханием. Решений такой задачи может быть предложено несколько. Основными решениями можно считать следующие:

1. синтез компенсирующего фильтра;

2. использование сигнала, инвариантного к действию среды (с подстройкой приемного тракта под частоту максимума спектра либо с преобразованием частоты на несущую). Использование подстройки приемного тракта под уменьшенную частоту принимаемого сигнала для сигналов произвольной формы нецелесообразно, т.к. перемещение в область более низких частот для негауссовых сигналов сопровождается значительными искажениями формы спектра сигнала. Биологическая среда с затуханием не изменяет формы и ширины спектра узкополосного гауссова сигнала. Однако в УЗ медицинской диагностике условие узкополосности гауссова сигнала не всегда выполняется или не сохраняется во всем диапазоне рабочих дальностей, а сам гауссов сигнал является физически нереализуемым и вопрос о возможности и границах применения гауссоподобного физически реализуемого сигнала должен исследоваться отдельно.

В данной работе сформулирована и рассматривается задача компенсации действия биологической среды с частотно- зависимым затуханием путем использования компенсирующего фильтра.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Примем, что расстояния от различных точек антенны до интересующей точки пространства отличаются незначительно по сравнению с дальностью D - расстоянием между плоскостью антенны и рассматриваемой точкой.

Также, так как объект исследования является трехмерной объемно-распределенной целью, для любой точки исследуемого объекта биологическая среда до нее является каналом распространения с частотно- зависимыми свойствами, а для любой точки на больших дальностях данная точка также становится частью канала распространения. При этом скорость звука в среде будем считать постоянной и известной, а удельный коэффициент затухания в среде α (на практике различный для биологических тканей разной природы) будем считать в среднем постоянным для всего канала

распространения - слоя биологической среды между антенной и рассматриваемой точкой, расположенной на дальности D и формирующей принимаемый сигнал.

При этом, для различных дальностей D частотная характеристика слоя среды между плоскостью антенны и рассматриваемой точкой, как канала распространения, является различной. Т.е. канал распространения обладает пространственно-зависимой частотной характеристикой [2]. Поэтому и компенсирующий фильтр должен быть пространственно- зависимым, т.е. быть либо перестраиваемым, либо синтезироваться отдельно для каждого сигнала, принятого с разных дальностей D во всем диапазоне рабочих дальностей.

В данной работе считается, что дальность D постоянна и рассматривается принятый сигнал, сформированный одной точкой биологического объекта. На рисунке 1 поясняется модель формирования отраженных сигналов в биологическом объекте.

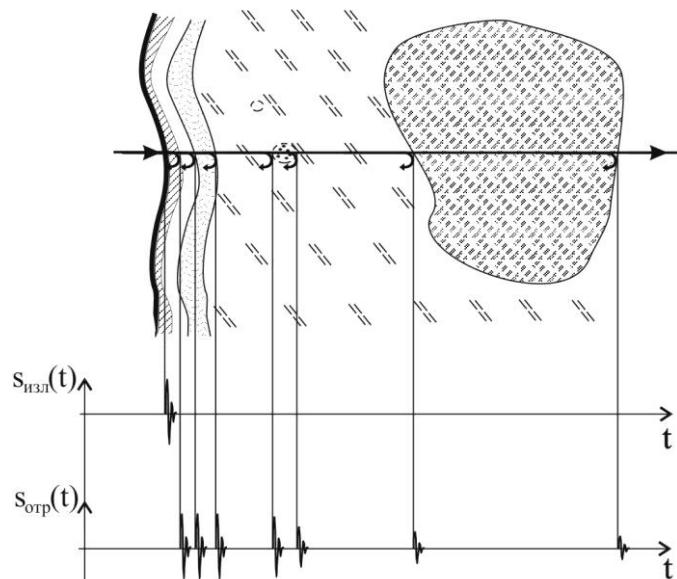


Рис. 1. Модель формирования отраженных сигналов в биологическом объекте.

При полностью известных затуханиях в среде α и толщине D слоя среды, на выходе которой принимается сигнал, слой однородной среды является линейным каналом с постоянными параметрами, а сигнал на входе приемного устройства можно описать с помощью модели наблюдения:

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{cp}(t-\tau)s(\tau)d\tau + n(t), \quad (1)$$

где $\xi(t)$ - сигнал на входе приемного устройства, $h_{cp}(t) = h_{cp}(t, \alpha, D)$ - импульсная характеристика слоя однородной среды, $s(t)$ - зондирующий сигнал, $n(t)$ - внутриприемный шум.

Требуется получить оценку $\hat{s}(t)$ сигнала $s(t)$ по наблюдению $\xi(t)$. Если отыскать линейную оценку сигнала в форме

$$\hat{s}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_x(t-\tau)\xi(\tau)d\tau, \quad (2)$$

где $h_x(t)$ - импульсная характеристика компенсирующего фильтра, то при известных функциях $\dot{S}_s(\omega)$ - спектре зондирующего сигнала, $S_n(\omega)$ - спектральной

плотности мощности шума $n(t)$ и $\dot{H}_{cp}(\omega) = \dot{H}_{cp}(\omega, \alpha, D)$ - комплексно-частотной характеристики (КЧХ) слоя однородной среды, частотная характеристика $\dot{H}_x(\omega)$ компенсирующего фильтра, оптимального по критерию минимума среднеквадратической ошибки (СКО) - $\varepsilon^2 = \min M \left\{ s(t) - \hat{s}(t) \right\}^2$ - определяется известным выражением [3]:

$$\dot{H}_x(\omega) = \frac{\dot{H}_{cp}^*(\omega) |\dot{S}_s(\omega)|^2}{|\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 |\dot{S}_s(\omega)|^2 + S_n(\omega)}. \quad (3)$$

Модель задачи компенсации действия среды с применением компенсирующего фильтра приведена на рисунке 2.

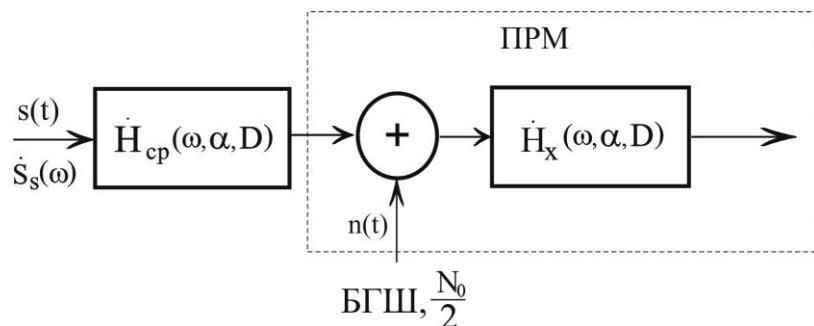


Рис. 2. Модель задачи компенсации действия среды
с применением компенсирующего фильтра.

Выражение (3) представляет собой общий вид оптимального по критерию минимума СКО компенсирующего фильтра. Запишем его частотную характеристику, подставив в (3) АЧХ среды, считая, что модель входного шума - белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности $N_0/2$ и оценим его влияние на сигнал с точки зрения ухудшения отношения сигнал-шум (ОСШ) относительно согласованного с сигналом фильтра (СФ).

3. СИНТЕЗ ФИЛЬТРА, КОМПЕНСИРУЮЩЕГО ВЛИЯНИЕ БИОЛОГИЧЕСКОЙ СРЕДЫ И ОЦЕНКА ЕГО ВЛИЯНИЯ НА ПРИНЯТЫЙ СИГНАЛ

В предположении, что удельный коэффициент акустического затухания α , измеряемый в дБ/(см²МГц), является величиной постоянной для рассматриваемого слоя биологической среды, можно получить выражение для амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) слоя биологической среды как линейной системы:

$$H_{cp}(\omega) \approx \exp(-A_\omega \alpha D |\omega|), \quad (4)$$

где A_ω - нормирующий коэффициент.

Фазо-частотная характеристика (ФЧХ) слоя биологической среды является линейной, т.к. действие среды кроме ослабления сигнала по амплитуде заключается в задержке всех спектральных составляющих сигнала на одинаковое время, равное времени распространения сигнала на расстояние D . Поэтому при подстановке в (4) ФЧХ можно опустить.

Таким образом, общее выражение для фильтра, компенсирующего действие среды с затуханием, запишется подстановкой (4) в (3):

$$\dot{H}_x(\omega, \alpha, D) = \begin{cases} \frac{\exp(-A_\omega \alpha D |\omega|) |\dot{S}_s(\omega)|^2}{\exp(-2A_\omega \alpha D |\omega|) |\dot{S}_s(\omega)|^2 + \frac{N_0}{2}}, & |\omega| \leq \Omega_{PP}, \\ 0, & |\omega| > \Omega_{PP} \end{cases}, \quad (5)$$

где Ω_{PP} - полоса пропускания приемного тракта.

Выражение (5) представляет собой общее решение задачи компенсации действия среды для зондирующего сигнала произвольной формы.

Понятно, что обработка сигнала в любом устройстве, отличающемся по структуре от согласованного фильтра, ухудшает ОСШ относительно того, которое дает согласованный фильтр.

Оценим ухудшение ОСШ в фильтре вида (5) относительно ОСШ на выходе согласованного фильтра для разных зондирующих сигналов.

Мощность шума на выходе линейного устройства с КЧХ $\dot{H}(\omega)$

$$P_{uu} = \frac{1}{2\pi} \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{H}(j\omega)|^2 d\omega. \quad (6)$$

Мгновенную мощность сигнала оцениваем в момент времени τ , соответствующий максимуму сигнала на выходе фильтра:

$$P_c = P_{c_max} = P_c(\tau) = s_{\text{вых}}^2(\tau) = \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_s(\omega) \dot{H}_{cp}(\omega) \dot{H}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \right)^2. \quad (7)$$

Тогда на выходе СФ ОСШ:

$$q_{\max}^2 = \frac{P_c}{P_{uu}} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 d\omega \right)^2}{\frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 d\omega} = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 d\omega, \quad (8)$$

а на выходе фильтра вида (5):

$$q^2 = \frac{P_c}{P_{uu}} = \frac{1}{\pi N_0} \frac{\left(\int_{-\Omega_{PP}}^{\Omega_{PP}} |\dot{S}_s(\omega)| \frac{|\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2}{|\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 + \frac{N_0}{2}} d\omega \right)^2}{\int_{-\Omega_{PP}}^{\Omega_{PP}} \left(\frac{|\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2}{|\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 + \frac{N_0}{2}} \right)^2 d\omega}, \quad (9)$$

откуда коэффициент ухудшения ОСШ:

$$k_q = \frac{q^2}{q_{\max}^2} = \frac{\left(\int_{-\Omega_{PP}}^{\Omega_{PP}} |\dot{S}_s(\omega)| \frac{|\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2}{|\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 + \frac{N_0}{2}} d\omega \right)^2}{\int_{-\Omega_{PP}}^{\Omega_{PP}} \left(\frac{|\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2}{|\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 + \frac{N_0}{2}} \right)^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_s(\omega)|^2 |\dot{H}_{cp}(\omega)|^2 d\omega}. \quad (10)$$

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для оценки свойств компенсирующего фильтра с использованием выражения (10) было проведено численное моделирование.

Моделирование проводилось для зондирующих радиоимпульсов с гауссовой огибающей, с огибающей в виде одностороннего экспоненциального импульса и с прямоугольной огибающей.

Несущая частота была выбрана 4 МГц - типичная рабочая частота ультразвуковых медицинских сканеров.

Так как два из трех оцениваемых сигнала имеют теоретически бесконечную длительность, расчеты проводились для одинаковой (для всех трех видов сигналов) эффективной ширине спектров - 1 МГц.

Результаты моделирования формировались в виде зависимости $k_q = f(\alpha D)$, так как обобщенный параметр αD можно использовать как для оценки качества фильтров, синтезированных для одной и той же среды для разных точек дальности, так и для одной и той же дальности в разных средах.

На рисунке 3 представлены полученные численно зависимости $k_q = f(\alpha D)$ для сигналов с прямоугольной, гауссовой и односторонней экспоненциальной огибающей при условии, что их эффективная ширина спектра одинакова.

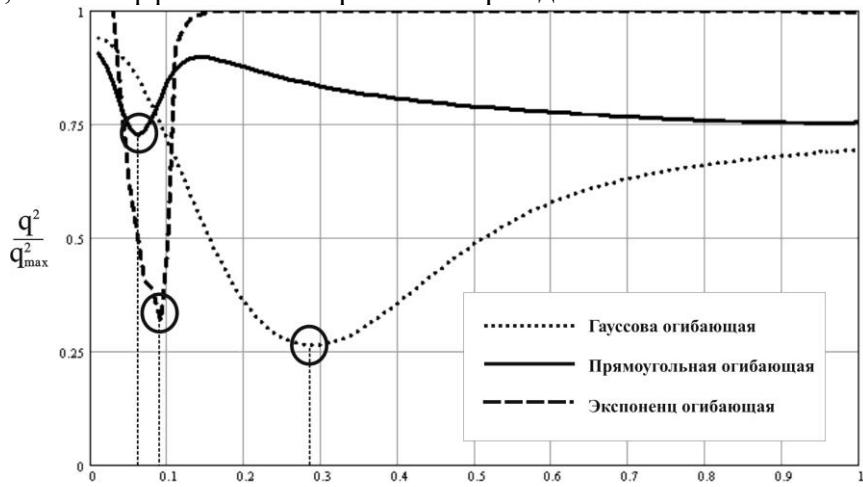


Рис.3. Результаты численного моделирования для зондирующих сигналов с разной формой огибающей.

Подобный вид зависимостей наблюдается в диапазоне $N_0 \geq 10^{-20}$. При этом сигнал восстанавливается, начиная с низких частот, и график на рисунке 3 определяет

диапазоны значений αD , при которых сигнал восстанавливается в диапазоне частот, соответствующих эффективной ширине спектра - порядка $\omega_0 \pm \Omega_{\text{эфф}}/2$.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Существует несколько подходов к решению задачи компенсации действия биологической среды с частотно-зависимым затуханием. Возможен синтез компенсирующего фильтра, в данной работе за основу взято известное выражение для фильтра, оптимального по критерию минимума СКО. Для подобного компенсирующего фильтра было записано выражение, учитывающее известную частотную характеристику биологической среды и получено выражение для коэффициента k_q ухудшения ОСШ при применении компенсирующего фильтра относительно согласованного фильтра.

Для трех видов сигналов численным моделированием получены зависимости $k_q = \frac{q^2}{q_{\max}^2} = f(\alpha D)$. Установлено, что для каждого вида сигналов существует диапазон значений $(\alpha D) \leq (\alpha D)_{kp}$, для которых сигнал восстанавливается в большом диапазоне значений СПМ шума на входе фильтра. При этом ОСШ на выходе компенсирующего фильтра меньше ОСШ на выходе согласованного фильтра, не больше, чем в 4 раза.

Наилучшие результаты в смысле восстановления сигнала показало моделирование одностороннего экспоненциального радиопульса, что имеет практическую ценность, т.к. зондирующие сигналы, формируемые ультразвуковым преобразователем по форме близки именно к этому виду огибающей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакшеева Ю.В., Хоменко А.А. Оценка разрешающей способности по дальности ультразвукового медицинского эхолокатора в условиях реальных биологических сред и пути ее улучшения. // Сб. докл. международной научной конференции "Волновая электроника и инфокоммуникационные системы" (WECONF-2019), 2019, ГУАП, СПб. Ч. 2. - С.18-23.
2. Бакшеева Ю.В. Оценка изменения параметров широкополосных сигналов и их полей в средах с затуханием//Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 2015, Т.58, №6. -С.40-51.
3. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. - 608 с.

REFERENCES

1. Baksheeva Iu.V., Homenko A.A. Evaluation of the range resolution of an ultrasonic medical sonar in real biological environments and ways to improve it. // Proceedings of International Scientific Conference "WECONF-2019", 2019, SUAI, SPb. Part 2. - Pp. 18-23.
2. Baksheeva Iu.V. Estimation of parameter variation of wideband signals and their fields in media with attenuation // Radioelectronics and Communications Systems, 2015, Vol. 58, Issue 6. - Pp. 274-283.
3. Tihonov V.I., Harisov V.N. Statistical analysis and synthesis of radio engineering devices and systems. M.: Radio and communications, 1991. - 608 p.

ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ МЕТЕОРОЛОГИИ

Е.Л. Шошин

Сургутский государственный университет ХМАО-Югры, Сургут, РФ

Аннотация. Рассматриваются поляризационные характеристики метеообразований с эквивалентным радиусом от десятков микрон до единиц миллиметров. Приведен алгоритм измерения матрицы Кено. Описан алгоритм измерения поляризационных характеристик метеообразований методом комплексного локационного зондирования. Получена оценка степени поляризации двухкратно рассеянных дымкой, облаками и градом сигналов.

Ключевые слова: дифференциальная отражаемость, матрица Кено, степень поляризации, двукратное рассеяние.

POLARIZATION MEASUREMENTS IN RADAR METEOROLOGY

E.L. Shoshin

Surgut state University of KHMAO-Yugra, Surgut, Russia

Abstract. The polarization characteristics of meteorological formations with an equivalent radius from tens of microns to units of millimeters are considered. An algorithm for measuring the Cinema matrix is given. An algorithm for measuring the polarization characteristics of meteorological formations by the method of complex location sensing is described. The degree of polarization of signals twice scattered by haze, clouds and hail is estimated.

Keywords: differential reflectivity, cinema matrix, degree of polarization, double scattering.

1. ВВЕДЕНИЕ

При исследовании явлений природы и установлении законов климатообразования на региональных территориях широко используются методы метеорологической радиолокации [1-3]. Поляризационные измерения при радиолокационном зондировании метеообразований позволяют оценить интенсивность выпадения осадков, классифицировать их на зоны с жидкими, тающими и твердыми метеочастицами [4]. К метеорадиолокационным системам предъявляют требования точности, оперативности и надежности измерений. Особенности рассеяния сверхвысокочастотных сигналов в атмосфере не позволяют метеорадиолокационной системе проводить измерения характеристик рассеяния тропосферного аэрозоля, ледяных гексагональных кристаллов, капель облаков и тумана. Улучшение показателей назначения метеорадиолокационных систем связывают с включением в их состав миллиметрового канала измерения для повышения количественных измерений микроструктуры облаков и осадков, фазированных активных решеток для увеличения скорости обзора и повышения оперативности [5]. Другим способом расширить функциональные возможности метеорадиолокационных систем является комплексирование средств активной радио- и оптической локации и радиометра, что позволяет получить всепогодность измерений, строить профиль ветра и повысить качество сверхкраткосрочного прогноза гроз и града [6-7].

Целью исследования является анализ поляризационных характеристик метеообразований, разработка алгоритма измерения матрицы Кено и метода

комплексного локационного зондирования и оценка степени поляризации двухкратно рассеянных дымкой, облаками и градом оптических и радиолокационных сигналов.

2. ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ

К поляризационным характеристикам метеообразований относятся [8-10]:

- дифференциальная отражаемость

$$Z_{DR} = 10 \lg \left(\frac{E_{HH}^2}{E_{VV}^2} \right), \quad (1)$$

- линейное и круговое деполяризационное отношение

$$L_{DR} = 10 \lg \left(\frac{E_{HV}^2}{E_{HH}^2} \right), \quad (2)$$

$$C_{DR} = 10 \lg \left(\frac{E_{RR}^2}{E_{RL}^2} \right), \quad (3)$$

- коэффициент поляризационной анизотропии

$$K_{RV} = 10 \lg \left(\frac{E_{RR}^2}{E_{VV}^2} \right), \quad (4)$$

где E_{HH} - амплитуда рассеянного сигнала при горизонтальной поляризации облучающего поля и принятого с той же поляризацией; E_{VV} – амплитуда рассеянного сигнала при вертикальной поляризации облучающего поля и принятого с той же поляризацией; E_{HV} – амплитуда рассеянного сигнала, при горизонтальной поляризации облучающего поля и принятого с вертикальной поляризацией; E_{RR} – амплитуда рассеянного сигнала при круговой поляризации облучающего поля и принятого с той же поляризацией; E_{RL} – амплитуда рассеянного сигнала при круговой поляризации одного направления вращения облучающего поля и принятого с круговой поляризацией противоположного направления вращения.

Радиолокационная дифференциальная отражаемость используется при измерении интенсивности метеосадков, образованных из жидких и твердых частиц с эквивалентным радиусом $0,2 \div 8$ мм. Капли дождя при падении испытывают давление воздуха и приобретают форму эллипсоида с вытянутой по горизонтали главной осью, в следствии чего дифференциальная радиолокационная отражаемость принимает значения 1 дБ...5 дБ [11]. Твердые осадки – снег, крупка, град при падении имеют случайную ориентацию, благодаря чему амплитуды E_{HH} и E_{HV} рассеянных сигналов оказываются близкими между собой, при этом $Z_{DR} \approx 0$.

На линейное деполяризационное отношение рассеянных метеообразованиями сигналами влияет дифференциальный фазовый сдвиг между ортогональными поляризационными компонентами, дифференциальное ослабление и поляризационная анизотропия участков атмосферы. В зависимости от угла ориентации метеообразований L_{DR} принимает значения -40 дБ...10 дБ [8]. Линейное деполяризационное отношение света, рассеянного жидкими частицами, кристаллами и ядрами конденсации с размером $10 \div 200$ мкм, составляет значения -2 дБ...-5 дБ [12].

Круговое поляризационное отношение мало подвержено влиянию сторонних шумов и не зависит от угла ориентации метеообразования. Коэффициент поляризационной анизотропии характеризуется диапазоном значений -30 дБ...0 дБ, что

позволяет при одинаковой погрешности измерения дифференциальной отражаемости получать более точные оценки поляризационных параметров, таких как степени поляризационной анизотропии и фактора формы.

Поляризационные характеристики метеообразований могут быть представлены матрицей рассеяния, которая для осесимметричных объектов имеет вид [10]:

$$S = \begin{bmatrix} \cos\alpha & -\sin\alpha \\ \sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \rho e^{j\Delta\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\alpha & \sin\alpha \\ -\sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где ρ – фактор формы, $\Delta\phi$ – фазовый сдвиг между ортогональными компонентами, α – угол ориентации. Матрица Кено (МК) связана с матрицей рассеяния преобразованием вида [13]:

$$K = D \Lambda [S \otimes S^*] \Lambda^{-1}, \quad (6)$$

здесь в квадратных скобках стоит кронекеровское произведение матрицы рассеяния на комплексно-сопряженную, D - диагональная матрица (1,1,1,-1), а

$$\Lambda = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -i & i & 0 \end{vmatrix} \quad (7)$$

– матрица преобразования.

Подставляя (5) в (6), получим МК вида:

$$K'(\alpha) = R(\alpha) \cdot \begin{vmatrix} \frac{1+\rho^2}{2} & \frac{1-\rho^2}{2} & 0 & 0 \\ \frac{1-\rho^2}{2} & \frac{1+\rho^2}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho \cos \Delta\phi & -\rho \sin \Delta\phi \\ 0 & 0 & -\rho \sin \Delta\phi & -\rho \cos \Delta\phi \end{vmatrix} \cdot R(\alpha) \quad , \quad (8)$$

где

$$R(\alpha) = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) & 0 \\ 0 & -\sin(2\alpha) & \cos(2\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (9)$$

– оператор вращения вокруг волнового вектора.

Элемент k_{44} является инвариантом к преобразованию (8) и от азимутальной ориентации не зависит. Характеристикой степени азимутальной ориентации является:

$$\chi = \frac{k_{22} + k_{33}}{k_{11} - k_{44}}. \quad (10)$$

3. ИЗМЕРЕНИЕ МАТРИЦЫ КЕНО С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕПОЛЯРИЗОВАННЫХ РАДИОВОЛН

Рассмотрим способ оценки значений элементов МК метеообъекта, сохраняющего стабильность своих поляризационных характеристик на интервале измерений. В качестве зондирующих сигналов будем использовать радиоволны, векторы Стокса которых определяются:

$$\mathbf{St}_1^e = (1, \cos(2\alpha)\cos(2\beta), \cos(2\alpha)\sin(2\beta), \sin(2\alpha))^T; \quad (11)$$

$$\mathbf{St}_2^e = (1, \cos(2(-\alpha))\cos(2(-\beta)), \cos(2(-\alpha))\sin(2(-\beta)), \sin(2(-\alpha)))^T;$$

$$\mathbf{St}_3^e = (1, \cos(2(-\alpha))\cos(2(-\beta+90^\circ)), \cos(2(-\alpha))\sin(2(-\beta+90^\circ)), \sin(2(-\alpha)))^T;$$

$$\mathbf{St}_4^e = (1, \cos(2\alpha)\cos(2(\beta+90^\circ)), \cos(2\alpha)\sin(2(\beta+90^\circ)), \sin(2\alpha))^T,$$

где α - угол эллиптичности, β - угол ориентации.

На сфере Пуанкаре (рис.1) представлены поляризационные состояния 1,2,3,4 с координатами Q, U, V в прямоугольной системе координат, углы эллиптичности α и углы ориентации β характеризуют поляризацию электромагнитной волны в сферической системе координат, а радиус сферы равен значению I .

Векторы Стокса (4) в зависимости от выбранных значений углов эллиптичности и ориентации могут быть произвольной поляризации (линейной, круговой, эллиптической). Векторы Стокса (4) при сложении дают $(I, 0, 0, 0)^T$, что указывает на неполяризованный характер последовательности.

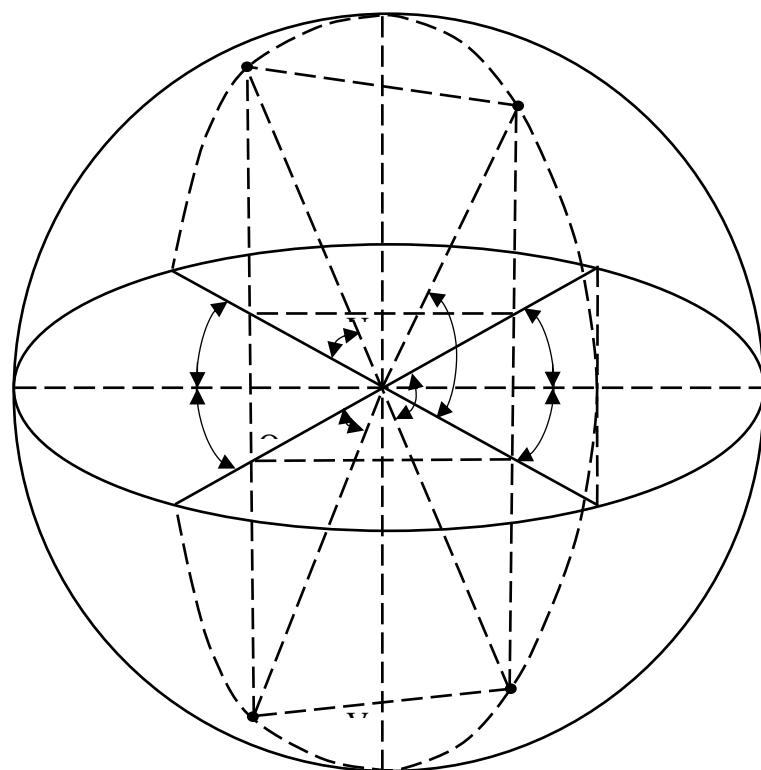


Рис. 1. Представление векторов Стокса на сфере Пуанкаре

Векторы Стокса обратно рассеянного радиосигнала $\mathbf{St}_1^r, \mathbf{St}_2^r, \mathbf{St}_3^r, \mathbf{St}_4^r$ связаны с приборными векторами Стокса соотношением:

$$\mathbf{St}_{1,2,3,4}^r = h D K^r \mathbf{St}_{1,2,3,4}^e, \quad (12)$$

где K^r – МК метеообъекта размерностью 4 на 4,

$$h = \frac{\sigma_0}{(4\pi)^2 R^4},$$

здесь σ_0 и R - эффективная поверхность рассеяния объекта и его расстояние до поляриметра. Линейная комбинация параметров Стокса рассеянных радиосигналов позволяет получить оценку значений элементов МК радиолокационного объекта:

$$\begin{aligned} k_{j1} &= \frac{0.25}{hI^e}(G_1^r + G_2^r + G_3^r + G_4^r) \\ &\quad ; \\ k_{j2} &= \frac{0.25}{hQ^e}(G_1^r + G_2^r - G_3^r - G_4^r) \\ &\quad ; \\ k_{j3} &= \frac{0.25}{hU^e}(G_1^r - G_2^r + G_3^r - G_4^r) \\ &\quad ; \\ k_{j4} &= \frac{0.25}{hV^e}(G_1^r - G_2^r - G_3^r + G_4^r) \\ &\quad ; \\ G_{1,2,3,4}^r &= \begin{cases} I_{1,2,3,4}^r, & j=1 \\ Q_{1,2,3,4}^r, & j=2 \\ U_{1,2,3,4}^r, & j=3 \\ -V_{1,2,3,4}^r, & j=4 \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

Точность формируемых оценок связана с погрешностями измерения параметров Стокса. При использовании цифровой обработки в реальном времени, погрешность оценки параметров Стокса будет определяться ошибками квантования при аналого-цифровом преобразовании измеряемых сигналов. Быстродействующий восьмиразрядный АЦП, на вход которого поступают измеряемые сигналы с уровнями -5 В...5 В, выполняет преобразование аналогового сигнала с погрешностью квантования 39 мВ (0,39%). Дополнительным фактором, влияющим на точность оценки значений элементов МК, является выбор углов α и β , задающих поляризацию облучающих электромагнитных волн.

4. МЕТОД КОМПЛЕКСНОГО ЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Общие принципы реализации радио- и оптической локации и свойства по распространению электромагнитных волн позволяют предложить метод комплексного локационного зондирования атмосферы. Основу метода составляет одинаковая скорость распространения радиолокационных и световых волн, направленный характер излучения при помощи антенн, проявление поляризационных свойств поперечных электромагнитных волн. Техническая реализация метода комплексного локационного зондирования атмосферы включает в себя излучение в направлении до исследуемого метеообразования высокочастотных импульсов радиолокационного и оптического диапазона, согласованных по длительности и имеющих одинаковое поляризационное состояние.

На рис. 2 приведена структурная схема комплексной локационной системы, выполняющей измерение поляризационных характеристик метеообразований в радиолокационном и оптическом диапазоне длин волн. Оптические оси радиолокационных и оптических антенн комплексных локационных систем (КЛС) сопряжены. Длительность зондирующих радиолокационных и оптических импульсов может составлять 3,4-10 нс. Синхронизатор обеспечивает излучение радиолокационных и оптических импульсов с частотой повторения 10...1000 Гц. Наличие поляризационных модуляторов в радиолокационном и оптическом передающем тракте обеспечивает формирование зондирующих сигналов одинаковой поляризации. В [6] описан

всепогодный лидарно-радиолокационный комплекс, включающий радары X- и Ка-диапазона и лидар с излучением на длине волны 1550-1570 нм.

Характеристики всепогодного метеокомплекса:

радиолокатор X-диапазона: частота 9,5 ГГц, ширина луча 3^0 , частота повторения импульсов 1-5 кГц

2) метеосистема Ки-диапазона: частота 33,8 ГГц, мертвая зона менее 400 м, пространственное разрешение не более 60 м, ширина луча 3^0 , погрешность измерения скорости 0,5 м/с.

3) лидар: длина волны лазерного излучения 1550-1570 нм, мертвая зона не более 200 м, пространственное разрешение не более 60 м, погрешность измерения скорости 0,5 м/с.

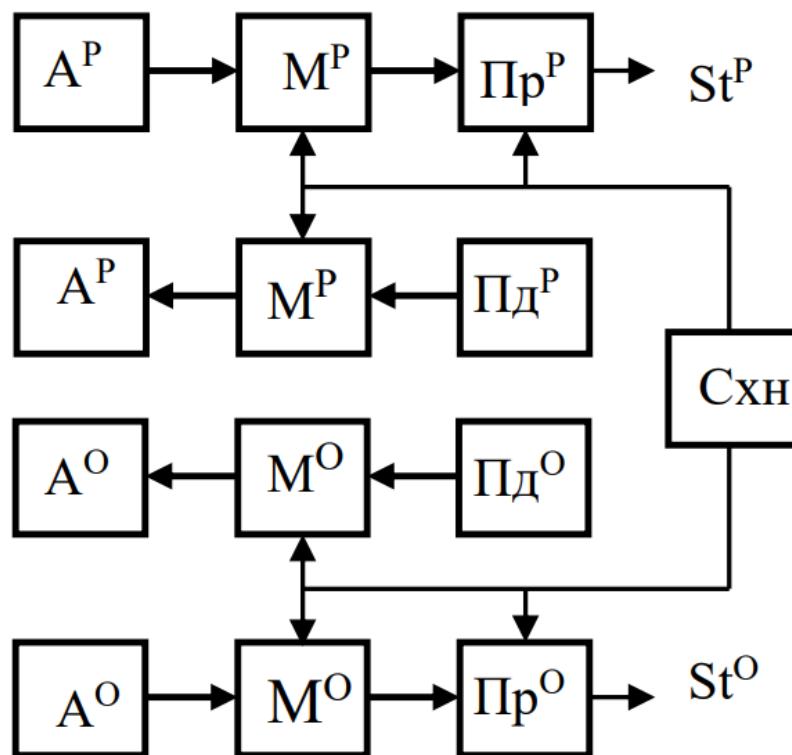


Рис. 2. Комплексная локационная система:

A^O – оптическая антенна; M^O – поляризационные модуляторы оптических сигналов; Pr^O – оптический приемник; Pr^P – радиолокационный приемник; $Pд^O$ – оптический передатчик; $Pд^P$ – радиолокационный передатчик;

Схн - синхронизатор; A^P – радиолокационная антенна;

M^P – поляризационные модуляторы радиолокационных сигналов.

При измерении дифференциальной отражаемости, линейного и кругового деполяризационного отношения метеообразований КЛС с помощью поляризационных модуляторов, входящих в передающий и приемный тракты системы, формирует зондирующие сигналы вертикальной, горизонтальной и круговой поляризации и осуществляет прием рассеянных сигналов линейной и круговой поляризации. В радиолокационном диапазоне оценка Z_{DR}^P , L_{DR}^P , C_{DR}^P формируется согласно (1)-(3); в оптическом диапазоне поляризационные характеристики связаны со значениями интенсивности рассеянных сигналов:

$$Z_{DR}^O = 10 \lg \left(\frac{I_{HH}}{I_{VV}} \right), \quad (14)$$

$$L_{DR}^O = 10 \lg \left(\frac{I_{HV}}{I_{HH}} \right), \quad (15)$$

$$C_{DR}^O = 10 \lg \left(\frac{I_{RR}}{I_{RL}} \right) \quad (16)$$

При измерении МК метеообразований КЛС формируют зондирующие радиолокационные и оптические сигналы в соответствии с (11), а в качестве измеряемых величин выступают параметры Стокса рассеянных волн. Процедура оценки МК метеообразований выполняется согласно (13). Погрешность определения значений элементов матрицы Кено прямо связана с погрешностью измерения параметров Стокса.

5. РАССЕЯНИЕ НА МЕТЕООБРАЗОВАНИИ

Функциональную связь между параметрами Стокса излученных и рассеянных оптических сигналов через характеристики рассеивающего объема и среды распространения определяет уравнение лазерной локации [14]:

$$\mathbf{St}^{O1}(r) = \frac{AP_0 c \tau_u}{2r^2} \mathbf{K}^O(r) \mathbf{St}^0 e^{-2\tau(r)}, \quad (17)$$

где \mathbf{St}^0 – нормированный вектор Стокса посыпанного излучения; $\mathbf{S}^{O1}(r)$ – вектор Стокса однократно рассеянного назад поляризованного излучения, поступающего на вход приемной системы с расстояния r ; P_0 – мощность посыпанного в атмосферу излучения; A – апертура приемной антенны; c – скорость света; τ_u – длительность импульса излучения; $\tau(r)$ – оптическая толщина на участке трассы от 0 до r ; $\mathbf{K}^O(r)$ – оптическая МК метеообразования.

Связь между параметрами Стокса излученных и рассеянных метеообразованиями радиолокационных сигналов определяет уравнение радиолокации [3]:

$$\mathbf{St}^{P1}(r) = \frac{AP_0 G \sigma \tau_u}{(4\pi r^2)^2} \mathbf{K}^P(r) \mathbf{St}^0, \quad (18)$$

где $\mathbf{St}^{P1}(r)$ – вектор Стокса однократно рассеянного назад поляризованного излучения, поступающего на вход приемной системы с расстояния r ; σ – эффективная поверхность рассеяния объекта; $\mathbf{K}^P(r)$ – радиолокационная МК.

Уравнения (17) и (18) связывают векторы Стокса излученных и однократно рассеянных сигналов:

$$\mathbf{St}^1(r) = h \mathbf{K}(r) \mathbf{St}^0, \quad (19)$$

где h – коэффициент, учитывающий энергетические параметры системы и характеристики рассеяния метеообразования и расстояния до него.

В оптическом и СВЧ диапазоне в общем случае на метеообразованиях происходит многократное рассеяние. При зондировании оптическим импульсом, поляризованным под углом 0, 45° и 90° относительно плоскости референции ансамбля метеочастиц, степень поляризации двукратно рассеянного сигнала равна [15]:

$$p = \frac{\int_0^{\pi/2} [P_1(\gamma)P_1(\pi-\gamma) + P_2(\gamma)P_2(\pi-\gamma) - 2P_3(\gamma)P_3(\pi-\gamma) - 2P_4(\gamma)P_4(\pi-\gamma)] \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} d\gamma}{2 \int_0^{\pi/2} [P_1(\pi-\gamma)P_1(\gamma) + P_2(\pi-\gamma)P_2(\gamma)] \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} d\gamma}, \quad (20)$$

а при зондировании импульсом круговой поляризации правого направления вращения степень поляризации двукратно рассеянного сигнала

$$p = \frac{\int_0^{\pi/2} [2P_3(\gamma)P_3(\pi-\gamma) - 2P_4(\gamma)P_4(\pi-\gamma)] \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} d\gamma}{\int_0^{\pi/2} [P_1(\pi-\gamma)P_1(\gamma) + P_2(\pi-\gamma)P_2(\gamma)] \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} d\gamma}. \quad (21)$$

В таблице 1 приведены состояния поляризации зондирующего излучения в виде нормированного вектора-параметра Стокса и результаты расчета векторов Стокса и степени поляризации оптических и радиолокационных сигналов, однократно и двукратно рассеянных водяной дымкой, капельными облаками и градом. В качестве метеообразований использовались модели М, С3, Л и Н, осуществляющих рассеяние на длинах волн $\lambda = 0,45$ мкм и $\lambda = 3,3$ см [16]. При расчете степени поляризации двукратно рассеянных оптических и радиолокационных сигналов были использованы формулы (20) и (21).

Таблица 1. Векторы Стокса и степень поляризации при однократном и двухкратном рассеянии излученных сигналов в атмосферу

Модель	Длина волны	S^0	St^1	St^2	p
Дымка М	0,45 мкм	$(1,1,0,0)^T$	$(0.033,0.033,0,0)^T$	$(0.033,0.02,0,0)^T$	0,62
		$(1,0,0,1)^T$	$(0.033,0,0,0.033)^T$	$(0.033,0,0,0.008)^T$	0,24
Облако С3	3,3 см	$(1,1,0,0)^T$	$(0.047,0.047,0,0)^T$	$(0.047,0.022,0,0)^T$	0,46
		$(1,0,0,1)^T$	$(0.047,0,0,0.047)^T$	$(0.047,0,0,0.004)^T$	0,08
Облако Л	3,3 см	$(1,1,0,0)^T$	$(0.115,0.115,0,0)^T$	$(0.115,0.099,0,0)^T$	0,86
		$(1,0,0,1)^T$	$(0.115,0,0,0.115)^T$	$(0.115,0,0,0.089)^T$	0,77
Град Н		$(1,1,0,0)^T$	$(0.136,0.136,0,0)^T$	$(0.136,0.113,0,0)^T$	0,83
		$(1,0,0,1)^T$	$(0.136,0,0,0.136)^T$	$(0.136,0,0,0.105)^T$	0,77

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При измерении матрицы Кено используется неполяризованный последовательность зондирующих сигналов. Комплексная локационная система способна измерять поляризационные характеристики метеообразований в радиолокационном и оптическом диапазоне.

Двухкратное рассеяние дождевыми облаками и градом сигналов в радиолокационном диапазоне приводит к большим значениям степени поляризации отраженных сигналов по сравнению с поляризационными характеристиками оптических сигналов, рассеянных дымкой и перистыми облаками.

ЛИТЕРАТУРА

- Жуков В. Ю., Щукин Г. Г. Современные проблемы метеорологической радиолокации/ Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61, № 10. С. 927–939.
- Zrnic D.S., Ryzhkov A.V. Polarimetry for Weather Surveillance Radars. Bulletin of the American Meteorological Society. Vol. 80, No. 3, March 1999, PP.389-406.
- Степаненко В. Д. Радиолокация в метеорологии. Л.: Гидрометеоиздат, 1973. 350с.

4. Руководство по производству наблюдений и применению информации с неавтоматизированных радиолокаторов МРЛ-1, МРЛ-2, МРЛ-5. РД 52.04.320-91. – СПб.: Гидрометеоиздат, 1993. – 360 с.
5. Азаров А. С., Егоров А. С., Суханов Е. С. [и др.]. Бортовой метеорологический радиолокатор со сжатием радиоимпульсов // Труды 28-го Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред», 2013. Т. 2, Вып. 10. С. 309–317.
6. Щукин Г. Г., Борейшо А. С., Ильин М. Ю., Коняев М. А., Жуков В. Ю. Перспективы и применение всепогодных лидарно-радиолокационных комплексов // Актуальные проблемы радиофизики (АПР 2019) : VIII Международная научно-практическая конференция. Издательский дом ТГУ. 2019. С. 304–308.
7. Колосков Б. П., Корнеев В. П., Щукин Г. Г. Методы и средства модификации облаков и туманов. РГГМУ. СПб., 2012. 342 с.
8. Масалов Е. В., Кривин Н. Н., Кокоулин К. В. Анализ влияния гидрометеоров на величины дифференциальной радиолокационной отражаемости и линейного деполяризационного отношения радиолокационных сигналов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2017. Т. 20, № 2. С. 28–32.
9. Масалов Е. В., Рудометова А. С., Кривин Н. Н. Особенности использования кругового деполяризационного отношения при дистанционном зондировании метеообразований // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2017. Т. 20, № 2. С. 33–35.
10. А.с.1128211 СССР. Способ измерения интенсивности дождя и устройство для его реализации / Бадулин Н. Н., Кульшенева Е. Б., Татаринов В. Н. (СССР). Опубл. 07.12.84. Бюл. № 45.
11. Жуков В. Ю., Щукин Г. Г. Распознавание опасных явлений погоды в современной метеорологической радиолокации // Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля состояния природной среды : материалы VI Всероссийской научной конференции. СПб., 2020. С. 40–50.
12. Коношонкин А. В., Кустова Н. В., Боровой А. Г. Особенности в деполяризационном отношении лидарных сигналов для хаотически ориентированных ледяных кристаллов перистых облаков // Оптика атмосферы и океана. 2013. № 5. С. 385–387.
13. Козлов А. И., Логвин А. И., Сарычев В. А. Поляризация радиоволн. Кн. 2. Радиолокационная поляриметрия. М: Радиотехника, 2007. 640 с.
14. Кауль Б. В., Самохвалов И. В. Трансформация матриц обратного рассеяния света кристаллических облаков при изменении зенитного угла зондирования // Оптика атмосферы и океана. 2010. Т. 23, № 5. С. 405–411.
15. Самохвалов И. В., Брюханова В. В. Лазерное зондирование облаков на основе теории двухкратного рассеяния // Вестник Томского государственного университета. 2003. № 278. С. 104–110.
16. Дейрменджан Д. Рассеяние электромагнитного излучения сферическими полидисперсными частицами. М.: Мир, 1971. 165 с.

REFERENCES

1. Zhukov V. Yu., Shchukin G. G. Modern problems of meteorological radar/ Radio engineering and electronics. 2016. Vol. 61, No. 10. Pp. 927-939.
2. Zrnic D.S., Ryzhkov A.V. Polarimetry for Weather Surveillance Radars. Bulletin of the American Meteorological Society. Vol. 80, No. 3, March 1999, PP.389-406.
3. Stepanenko V. D. Radar in meteorology. L.: Hydrometeoizdat, 1973. 350 p.

4. Guidelines for the production of observations and the use of information from non-automated radars MRL-1, MRL-2, MRL-5. RD 52.04.320-91. – St. Petersburg: Hydrometeoizdat, 1993. – 360 p.
5. Azarov A. S., Egorov A. S., Sukhanov E. S. [et al.]. Airborne meteorological radar with compression of radio pulses // Proceedings of the 28th All-Russian Symposium "Radar research of natural environments", 2013. Vol. 2, Issue 10. Pp. 309-317.
6. Shchukin G. G., Boreysho A. S., Ilyin M. Yu., Konyaev M. A., Zhukov V. Yu. Prospects and application of all-weather lidar radar complexes // Actual problems of radiophysics (APR 2019) : VIII International Scientific and Practical Conference. TSU Publishing House. 2019. Pp. 304-308.
7. Koloskov B. P., Korneev V. P., Shchukin G. G. Methods and means of modification of clouds and fogs. RGGMU. SPb., 2012. 342 p.
8. Masalov E. V., Krivin N. N., Kokoulin K. V. Analysis of the influence of hydrometeors on the values of differential radar reflectivity and linear depolarization ratio of radar signals // Reports of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 2017. Vol. 20, No. 2. Pp. 28-32.
9. Masalov E. V., Rudometova A. S., Krivin N. N. Features of the use of circular depolarization ratio in remote sensing of meteorological formations // Reports of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 2017. Vol. 20, No. 2. Pp. 33-35.
10. A.S.1128211 USSR. A method for measuring the intensity of rain and a device for its implementation / Badulin N. N., Kulsheneva E. B., Tatarinov V. N. (USSR). Publ. 07.12.84. Byul. No. 45.
11. Zhukov V. Yu., Shchukin G. G. Recognition of dangerous weather phenomena in modern meteorological radar // Problems of military-applied geophysics and control of the state of the natural environment: materials of the VI All-Russian Scientific Conference. SPb., 2020. Pp. 40-50.
12. Konoshonkin A.V., Kustova N. V., Borovoy A. G. Features in depolarization relation of lidar signals for chaotically oriented ice crystals of cirrus clouds // Optics of the atmosphere and ocean. 2013. No. 5. Pp. 385-387.
13. Kozlov A. I., Logvin A. I., Sarychev V. A. Polarization of radio waves. Book 2. Radar polarimetry. M: Radio Engineering, 2007. 640 p.
14. Kaul B. V., Samokhvalov I. V. Transformation of light backscattering matrices of crystalline clouds when the zenith angle of sounding changes // Optics of the atmosphere and ocean. 2010. Vol. 23, No. 5. Pp. 405-411.
15. Samokhvalov I. V., Bryukhanova V. V. Laser sounding of clouds based on the theory of two-fold scattering // Bulletin of Tomsk State University. 2003. No. 278. Pp. 104-110.
16. Deirmendzhan D. Scattering of electromagnetic radiation by spherical polydisperse particles. Moscow: Mir, 1971. 165 p.

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА МЕЛЛИНА

А. А. Монаков

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Получение радиолокационного изображения (РЛИ) и измерение вектора скорости движущейся цели в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) является одной из ключевых задач радиолокации. Явление миграции сигнала цели по элементам разрешения по дальности является причиной низкого качества РЛИ. Традиционные методы компенсации миграций, которые успешно применяются для получения РЛИ неподвижных объектов, не дают нужного качества в случае применения при обработке сигналов движущейся цели. В настоящее время известны алгоритмы решения поставленной задачи. Однако большинство из предложенных методов использует оптимизационные процедуры поиска оценок неизвестных параметров, что в значительной степени затрудняет их реализацию. Целью настоящей работы является разработка альтернативного алгоритма оценки вектора скорости и построения РЛИ движущейся цели в РСА бокового обзора без использования оптимизационных процедур поиска на основе применения согласованного фильтра Меллина (СФМ). Полученный алгоритм основан на свойствах инвариантности интегрального преобразования Меллина к масштабу сигнала и использует для оценки составляющих скорости цели согласованный фильтр Меллина. Проведенное в работе математическое моделирование показало, что предлагаемый алгоритм позволяет построить РЛИ движущейся цели в координатах «продольная скорость – поперечная скорость» и в условиях принятого в статье сценария моделирования получить несмещенные и эффективные оценки составляющих вектора скорости движущейся цели при отношении сигнал/шум большем минус 10 дБ.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, миграции по дальности, радиолокационное изображение движущейся цели, преобразование «замкового камня», LvD -распределение, согласованный фильтр Меллина

MOVING TARGET IMAGING IN SYNTHETIC APERTURE RADARS USING THE MELLIN MATCHED FILTER

A. A. Monakov

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
Saint-Petersburg, Russia

Abstract. Construction of the radar image and estimation of the velocity of a moving target in synthetic aperture radars (SAR) is one of the key problems of the radar theory. The range cell migration (RCM) is a cause for the low quality of the radar images in this case. Traditional methods of RCM compensation, which are successfully used to construct radar images of stationary objects, do not provide the required quality when used in processing of signals of a moving target. Algorithms for solving this problem are currently known. However, most of the proposed algorithms use optimization procedures for estimating unknown parameters. This greatly complicates their practical implementation. The aim of the presented paper is to develop an alternative algorithm for estimating the velocity vector and constructing

radar images of a moving target in SAR without using optimization procedures. The algorithm is based on the use of the Mellin matched filter (MMF). Computer simulation showed that the algorithm produces the moving target radar image in the coordinates "longitudinal speed - transverse speed" and under the adopted in the article simulation scenario the proposed algorithm yields unbiased and efficient estimates of the components of the target velocity when the signal-to-noise ratio (SNR) is greater than minus 10 dB.

Keywords: synthetic aperture radar, range cell migration, moving target, keystone transform, Lv's distribution, the Mellin matched filter

1. ВВЕДЕНИЕ

Получение радиолокационных изображений (РЛИ) и измерение параметров движущихся целей является в настоящее время одной из ключевых проблем в теории радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА). Использование обычных алгоритмов синтезирования апертуры при обработке сигнала движущейся по поверхности земли цели не дает требуемого качества РЛИ, которое в этом случае получается расфокусированным и смещенным относительно истинного положения цели.

Анализ показывает, что те отличия, которые наблюдаются между излученным и принятым РСА сигналами в случае наблюдения движущейся цели, могут быть отнесены к изменениям масштаба излучаемого сигнала. Поэтому для обработки принятого сигнала полезным может быть использование методов, основанных на преобразовании Меллина, основным свойством которого является инвариантность амплитудного спектра Меллина к масштабным изменениям сигнала [1]. В частности, можно предположить, что использование согласованного фильтра Меллина, свойства которого были исследованы в [2, 3], позволит построить РЛИ движущейся цели и оценить составляющие ее вектора скорости.

Целью настоящей статьи является разработка прямого алгоритма оценки вектора скорости и построения РЛИ движущейся цели в РСА бокового обзора без использования оптимизационных процедур поиска на основе применения согласованного фильтра Меллина (СФМ). В статье решаются следующие задачи:

- синтез прямого алгоритма построения РЛИ движущейся цели на плоскости «продольная скорость – поперечная скорость» с использованием СФМ;
- анализ качества синтезированного алгоритма.

Статья организована следующим образом. В разделе 2 рассматривается математическая модель принятого в РСА сигнала. В разделе 3 дан синтез алгоритма построения РЛИ движущейся цели на основе использования СФМ. Раздел 4 посвящен анализу предлагаемого алгоритма. В Заключении даются выводы по работе и определяются задачи дальнейших исследований.

2. Принятый сигнал

Пусть РСА излучает импульсный ЛЧМ сигнал

$$s(t) = g(t) \exp\left[i(\omega_0 t + vt^2/2)\right], \quad 0 \leq t \leq T_p,$$

где $g(t)$ - огибающая импульса, длительность которого равна T_p ; ω_0 - несущая частота; v - скорость изменения частоты. Допустим, что цель, находящаяся в точке (x_0, y_0) в момент времени $t=0$, движется равномерно и прямолинейно, и вектор ее скорости равен $\mathbf{U} = \hat{\mathbf{x}}U_x + \hat{\mathbf{y}}U_y$, где $\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}}$ - орты прямоугольной системы координат XOY , начало отсчета которой O совпадает с положением фазового центра антенны РСА в момент

времени $t = 0$, причем ось OX направлена вдоль вектора скорости носителя РСА \mathbf{V} , а ось OY - вдоль оси антенны (см. рис. 1). Тогда в текущий момент времени t расстояние между фазовым центром антенны и целью будет равно

$$R(t) = \sqrt{(x_0 + U_x t - Vt)^2 + (y_0 + U_y t)^2}.$$

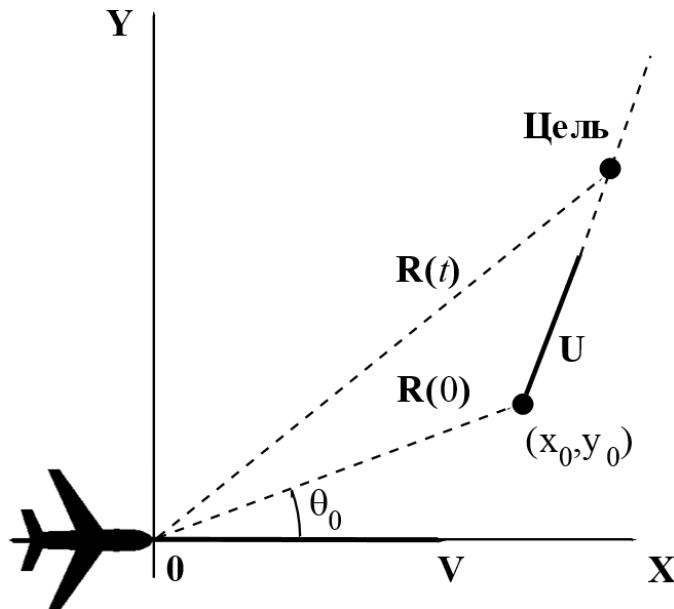


Рис. 1. Синтез РЛИ движущейся цели.

Принятый сигнал после преобразования частоты и согласованной фильтрации будет равен

$$ss(t, \tau) = \dot{\rho} g(\tau - 2R(t)/c) \exp[-2i\omega_0 R(t)/c], \quad 0 \leq \tau \leq T_r, \quad 0 \leq t \leq T_D,$$

где $\dot{\rho}$ - комплексная амплитуда принятого сигнала, $g(\tau)$ - огибающая сигнала на выходе согласованного фильтра; τ - «быстрое» время, t - «медленное» время, T_r - период повторения РСА, T_D - интервал когерентного накопления, c - скорость света. Сигнал $ss(t, \tau)$ удобно переписать, введя две новые переменные: поперечную дальность $x = Vt$ вместо «медленного» времени t , продольную дальность $y = c\tau/2$ вместо «быстрого» времени τ .

Здесь и далее для обозначения сигналов будем придерживаться следующих обозначений: первая литература соответствует поперечной дальности x («медленному» времени) или поперечному волновому числу $K = 2\Omega/c$ (доплеровской частоте Ω), вторая – продольной дальности y («быстрому» времени) или продольному волновому числе $k = 2\omega/c$ (дальномерной частоте ω), строчные литеры « s » – сигналу по соответствующему дальности, заглавные « S » – спектру по соответствующему волновому числу. Тогда в новых переменных сигнал запишется в виде

$$ss(x, y) = \dot{\rho} g(y - R(x)) \exp[-ik_w R(x)], \quad R_{\min} \leq y \leq R_{\max} + L, \quad 0 \leq x \leq D,$$

где $k_w = 2\omega_0/c$ - волновое число, $L = cT_r/2$ - ширина кольца дальностей, $D = VT_D$ - длина интервала синтеза апертуры. Осуществим над принятым сигналом преобразование Фурье по продольной дальности:

$$sS(x, k) = \int_0^L ss(x, y) \exp[-iky] dy = \dot{\rho} G(k) \exp[-i(k_w + k)R(x)], |k| \leq \Delta\omega/c, 0 \leq x \leq D,$$

где k - продольное волновое число, $G(k)$ - спектр сигнала $g(y)$, $\Delta\omega = vT_p$ - девиация частоты излученного сигнала.

Предположим, что ширина кольца дальностей L и длина интервала синтеза D намного меньше, чем расстояние до ближней границы кольца R_{min} , т.е. $L, D \ll R_{min}$. Тогда для $R(x)$ будет справедливо следующее разложение:

$$R(x) = \sqrt{(x_0 + u_x x - x)^2 + (y_0 + u_y x)^2} = \sqrt{(R_0 + \beta x)^2 + (\gamma x)^2} \approx R_0 + \beta x + \gamma^2 x^2 / 2R_0,$$

где $R_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2}$, $\theta_0 = \arctg(y_0 / \sqrt{x_0^2 + y_0^2})$ - начальные дальность и угловая координата цели; $u_x = U_x / V$ и $u_y = U_y / V$ - относительные скорости перемещения цели вдоль координатных осей OX и OY . Параметры

$$\beta = (u_x - 1) \sin \theta_0 + u_y \cos \theta_0, \gamma = (u_x - 1) \cos \theta_0 - u_y \sin \theta_0,$$

характеризуют продольную и поперечную скорости движения цели относительно линии ее визирования. Тогда функция $sS(x, k)$ может быть записана в виде

$$sS(x, k) = \dot{\rho} G(k) \exp[-i(k_w + k)(R_0 + \beta x + \gamma^2 x^2 / 2R_0)], |k| \leq \Delta\omega/c, 0 \leq x \leq D.$$

Рассмотрим информационный и физический смысл каждого из членов, стоящих в показателе полученного фазора. Первый член $(k_w + k)R_0$ соответствует задержке принятого сигнала, поскольку при возврате к продольной дальности у получающийся сигнал будет задержан на R_0 . Второй член $\beta(k_w + k)x$ несет информацию об относительной продольной скорости перемещения β и угловой координате θ_0 цели. Однако присутствие произведения kx свидетельствует о наличии миграции сигнала по дальности, в результате которой происходит дефокусировка радиолокационного изображения (РЛИ) цели. Наконец, третий член $\gamma^2(k_w + k)x^2 / 2R_0$ несет информацию о поперечной скорости γ и угловой координате θ_0 цели. Этот член соответствует квадратичной фазовой ошибке, которая также ведет к дефокусировке РЛИ.

Синтезируемый в статье алгоритм обработки принятого сигнала основан на преобразовании параметрической симметричной мгновенной автокорреляционной функции (*Parametric Symmetrical Instantaneous Autocorrelation Function, PSIAF*) $\chi(x, \Delta x; k) = sS(x + \Delta x, k)sS^*(x - \Delta x, k)$:

$$\chi(x, \Delta x; k) = |\dot{\rho}|^2 |G(k)|^2 \exp[-2i(k_w + k)\Delta x(\beta + \gamma^2 x/R_0)], |k| \leq \Delta\omega/c.$$

Поскольку сумма $(x + \Delta x)$ и разность $(x - \Delta x)$ должны одновременно быть меньше D , введенные переменные x и Δx оказываются взаимно зависимыми и должны удовлетворять следующим условиям:

$$|\Delta x| \leq x \leq D - |\Delta x|, \Delta x \in [-D/2, D/2]. \quad (1)$$

Область изменения переменных x и Δx , которая определена неравенствами (1), является носителем функции $A = \text{supp } \chi(\Delta x, x; k)$. Эта область представляет собой квадрат с диагональю равной D , одна из вершин которого находится в начале координат плоскости $(\Delta x, x)$, а противоположная ей – в точке $(0, D)$.

Компенсируем миграции по дальности, используя преобразование «замкового камня» (англ. *Keystone Transform*) *KT*-преобразование [4, 5]. Для этого сделаем замену

$$\Delta x \rightarrow k_w \Delta x' / (k_w + k), \quad (2)$$

где $\Delta x'$ - новая переменная, причем, поскольку $k_w \ll |k|$ область изменения $\Delta x'$ примерно совпадает с областью изменения переменной Δx . Последнее очень важно, поскольку *KT*-преобразование (2) требует интерполяции функции $\chi(x, \Delta x; k)$. В результате получим

$$\chi(x, \Delta x; k) = |\dot{\rho}|^2 |G(k)|^2 \exp\left[-2ik_w \Delta x \left(\beta + \gamma^2 x/R_0\right)\right], |k| \leq \Delta\omega/2c, (x, \Delta x) \in A,$$

где для новой переменной сохранено прежнее обозначение Δx . Так как в полученном выражении для $\chi(x, \Delta x; k)$ от волнового числа k зависит только множитель $|G(k)|^2$, проинтегрируем PSIAF по k . В результате можно переписать уравнение для PSIAF в виде

$$\chi(x, \Delta x) = 2\pi |\dot{\rho}|^2 E \exp\left[-2ik_w \Delta x \left(\beta + \gamma^2 x/R_0\right)\right], (x, \Delta x) \in A, \quad (3)$$

где $E = (2\pi)^{-1} \int_{-\Delta\omega/2c}^{\Delta\omega/2c} |G(k)|^2 dk$ - энергия сигнала $g(y)$.

3. АЛГОРИТМ НА ОСНОВЕ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА МЕЛЛИНА

Запишем уравнение (3) в виде

$$\chi(x, \Delta x) = 2\pi |\dot{\rho}|^2 E \exp\left[-2ik_w \beta \Delta x\right] \exp\left[-2ik_w \left(\gamma^2 \Delta x/R_0\right) x\right], (x, \Delta x) \in A.$$

Для каждого значения переменной x второй экспоненциальный множитель, равный

$$z_\mu(x|\Delta x) = \exp\left[-i\gamma^2 (2k_w \Delta x/R_0) x\right], x_{\min}/\gamma^2 \leq x \leq x_{\max}/\gamma^2,$$

можно рассматривать, как масштабированный сигнал

$$z_l(x|\Delta x) = \exp\left[-i(2k_w \Delta x/R_0) x\right], x_{\min} \leq x \leq x_{\max},$$

где x_{\min} и x_{\max} - пределы изменения x , соответствующие данному выше определению области A . Коэффициент масштабирования $\mu = \gamma^2$, и $z_\mu(x|\Delta x) = z_l(\mu x|\Delta x)$. Тогда для оценки μ можно воспользоваться согласованным фильтром Меллина (СФМ), которых был синтезирован в [1,2,3]. M -спектр (преобразование Меллина) сигнала $z_\mu(x|\Delta x)$ равен

$$Z_\mu(\kappa|\Delta x) = \int_{\Delta x_{\min}/\mu}^{\Delta x_{\max}/\mu} z_\mu(x|\Delta x) (x/D)^{-i\kappa D-1} dx = \mu^{-1} \int_{\Delta x_{\min}}^{\Delta x_{\max}} z_l(x|\Delta x) (x/\mu D)^{-i\kappa D-1} dx = \mu^{i\kappa D} Z_l(\kappa|\Delta x),$$

где $Z_l(\kappa|\Delta x)$ - M -спектр сигнала $z_l(x|\Delta x)$. Частотная характеристика СФМ равна $H(\kappa) = F^*(\kappa|\Delta x)$, где $F(\kappa|\Delta x)$ - преобразование Меллина сигнала $f(x|\Delta x) = z_l(x|\Delta x)x/D$ [1,2,3]. Тогда M -спектр выходного сигнала СФМ равен

$$W_\mu(\kappa|\Delta x) = H(\kappa) Z_\mu(\kappa|\Delta x) = F^*(\kappa|\Delta x) Z_\mu(\kappa|\Delta x) = \mu^{i\kappa D} F^*(\kappa|\Delta x) Z_l(\kappa|\Delta x).$$

Выходной сигнал СФМ равен обратному преобразованию Меллина M -спектра $W(\kappa|\Delta x)$:

$$w_{\mu}(x|\Delta x) = (2\pi)^{-1} \int W_{\mu}(\kappa|\Delta x) (x/D)^{i\kappa D} d\kappa = w_1(\mu x|\Delta x),$$

где $w_1(x|\Delta x)$ - выход СФМ при входном сигнале $z_1(x|\Delta x)$:

$$w_1(x|\Delta x) = (2\pi)^{-1} \int W_1(\kappa|\Delta x) (x/D)^{i\kappa D} d\kappa = (2\pi)^{-1} \int F^*(\kappa|\Delta x) Z_1(\kappa|\Delta x) (\mu x/D)^{i\kappa D} d\kappa.$$

Важным свойством выбранного способа вычисления преобразования Меллина является то, что максимум сигнала $w_1(x|\Delta x)$ приходится на точку $x_1 = D$ при любом значении Δx . Таким образом, определив положение максимумов сигналов $w_{\mu}(x|\Delta x)$ и $w_1(x|\Delta x)$, которые соответствуют точкам x_{μ} и x_1 , можно оценить относительную поперечную скорость движения цели γ :

$$\Gamma_m = \pm \sqrt{x_1 / x_{\mu}} = \pm \sqrt{D / x_{\mu}}.$$

РЛИ цели можно получить, осуществляя фильтрацию PSIAF $\chi(x, \Delta x)$ в СФМ для каждого значения переменной Δx . В результате функция $\chi(x, \Delta x)$ будет равна

$$\chi(x, \Delta x) = |\dot{\rho}|^2 E \exp[-2ik_0\beta\Delta x] w_{\mu}(x|\Delta x), (x, \Delta x) \in A.$$

Затем следует вычислить прямое преобразование Фурье по переменной Δx . Учитывая, что выходные сигналы СФМ $w_{\mu}(x|\Delta x)$ имеют максимум в точке $x_{\mu} = x_1 / \gamma^2 = D / \gamma^2$ при любых значениях переменной Δx , прямое преобразование Фурье даст следующий результат:

$$I(x, \kappa) = \int_{-D/2}^{D/2} \chi(x, \Delta x) \exp[-i\kappa\Delta x] d(\Delta x) = 2\pi |\dot{\rho}|^2 E w_{\mu}(x|\Delta x) \delta(\kappa + 2k_w\beta), (x, \kappa) \in C,$$

где $C = \{0 \leq x \leq D, |\kappa| \leq 2\pi / D\}$ - область определения двухмерной функции $I(x, \kappa)$.

Следовательно, оценка относительной продольной скорости β равна

$$B_m = -\kappa_m / 2k_w,$$

где κ_m - значение волнового числа κ , при котором функция $\chi(x, \kappa)$ имеет глобальный максимум. Выбор знака оценки Γ может быть сделан на основании предположения о величине скорости движения цели $U = \sqrt{U_x^2 + U_y^2}$ по отношению к скорости носителя РСА V . Предположим, что $U < V$, что эквивалентно неравенству $u_x^2 + u_y^2 < 1$. Выразим u_x и u_y через β и γ :

$$u_x = \beta \sin \theta_0 + \gamma \cos \theta_0 + 1, \quad u_y = \beta \cos \theta_0 - \gamma \sin \theta_0.$$

Подставляя эти выражения в последнее неравенство при $\beta = B_m$ и $\gamma = \Gamma_m$, получим

$$(B_m + \sin \theta_0)^2 + (\Gamma_m + \cos \theta_0)^2 < 1.$$

Тогда знак перед квадратным корнем в уравнении для Γ_m должен быть выбран так, чтобы выполнялось это неравенство.

4. АНАЛИЗ АЛГОРИТМА

Анализ качества синтезированного алгоритма проведем методом математического моделирования со следующими сценарными параметрами: длина волны РСА $\lambda = 5,6 \text{ см}$; ширина спектра импульса - $Df = 200 \text{ МГц}$; скорость движения носителя - $V = 30 \text{ м/с}$; дальность до ближней границы зоны обзора РСА - $R_{min} = 10 \text{ км}$; длина синтезированной

апertureы – $D = 147,4$ м; количество элементов разрешения по дальности – $M = 64$; количество элементов разрешения по азимуту – $N = 2048$; цель находится в точке $x_0 = 489,4$ м, $y_0 = 100134,5$ м; вектор скорости цели $\mathbf{U} = [4 \text{ м/с}; 4 \text{ м/с}]$; количество статистических испытаний – $K = 50$. На рис. 2 приведены сечения полученных двумя рассмотренными алгоритмами РЛИ $I(B, \Gamma)$ главными плоскостями, проходящими через максимум РЛИ. Переменные Γ и B являются результатом преобразований переменных x и κ :

$$B = -\kappa/2k_0, \quad \Gamma = \sqrt{D/x}.$$

Как видно из рисунков, РЛИ представляет собой дельтаобразные пики, сосредоточенные в окрестности истинных значений оцениваемых относительных скоростей. Оценки параметров при ОСШ $q^2 = 0$ дБ и истинных значения относительных скоростей $\beta = 0,090864$ и $\gamma = -0,87214$ соответственно равны: $B_m = 0,090881$ и $\Gamma_m = -0,87027$.

На рис. 3 приведены зависимости смещения и СКО оценок от ОСШ q^2 , а также границы Крамера – Рао для СКО ошибок оценок, которые построены на основании следующего уравнения для корреляционной матрицы ошибок:

$$\mathbf{C} = \frac{1}{2Nq^2} \times \begin{pmatrix} \left(\langle k^2 \rangle \langle R_{\beta\beta}^2 \rangle - (\langle k \rangle \langle R_\beta \rangle)^2 \right) & \left(\langle k^2 \rangle \langle R_{\beta\gamma}^2 \rangle - \langle k \rangle^2 \langle R_\beta \rangle \langle R_\gamma \rangle \right)^{-1} \\ \left(\langle k^2 \rangle \langle R_{\beta\gamma}^2 \rangle - \langle k \rangle^2 \langle R_\beta \rangle \langle R_\gamma \rangle \right) & \left(\langle k^2 \rangle \langle R_{\gamma\gamma}^2 \rangle - (\langle k \rangle \langle R_\gamma \rangle)^2 \right) \end{pmatrix},$$

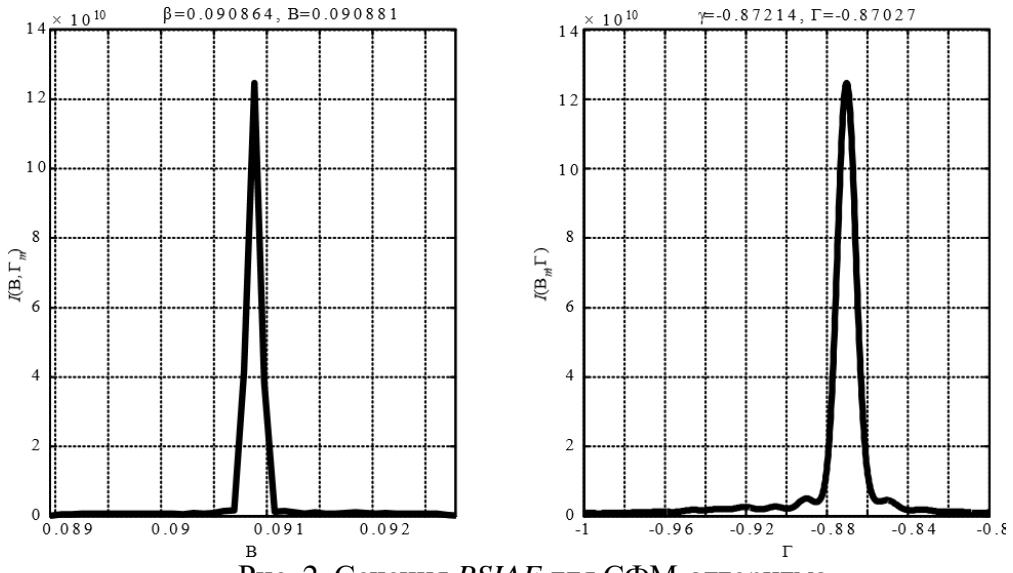


Рис. 2. Сечения PSIAF для СФМ-алгоритма.

$$\begin{aligned} \langle k \rangle &= \frac{1}{M} \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} (k_w + k_m), \quad \langle k^2 \rangle = \frac{1}{M} \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} (k_w + k_m)^2, \\ \langle R_\beta \rangle &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dR(x_n)}{d\beta}, \quad \langle R_\gamma \rangle = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dR(x_n)}{d\gamma}, \\ \langle R_{\beta\beta}^2 \rangle &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{dR(x_n)}{d\beta} \right)^2, \quad \langle R_{\beta\gamma}^2 \rangle = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dR(x_n)}{d\beta} \frac{dR(x_n)}{d\gamma}, \quad \langle R_{\gamma\gamma}^2 \rangle = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{dR(x_n)}{d\gamma} \right)^2, \end{aligned}$$

$k_m = 2\omega_m / c = 4\pi m / (cMT_s)$, T_s - период дискретизации сигнала по «быстрому» времени и $R(x_n) = \sqrt{(R_0 + \beta x_n)^2 + (\gamma x_n)^2}$.

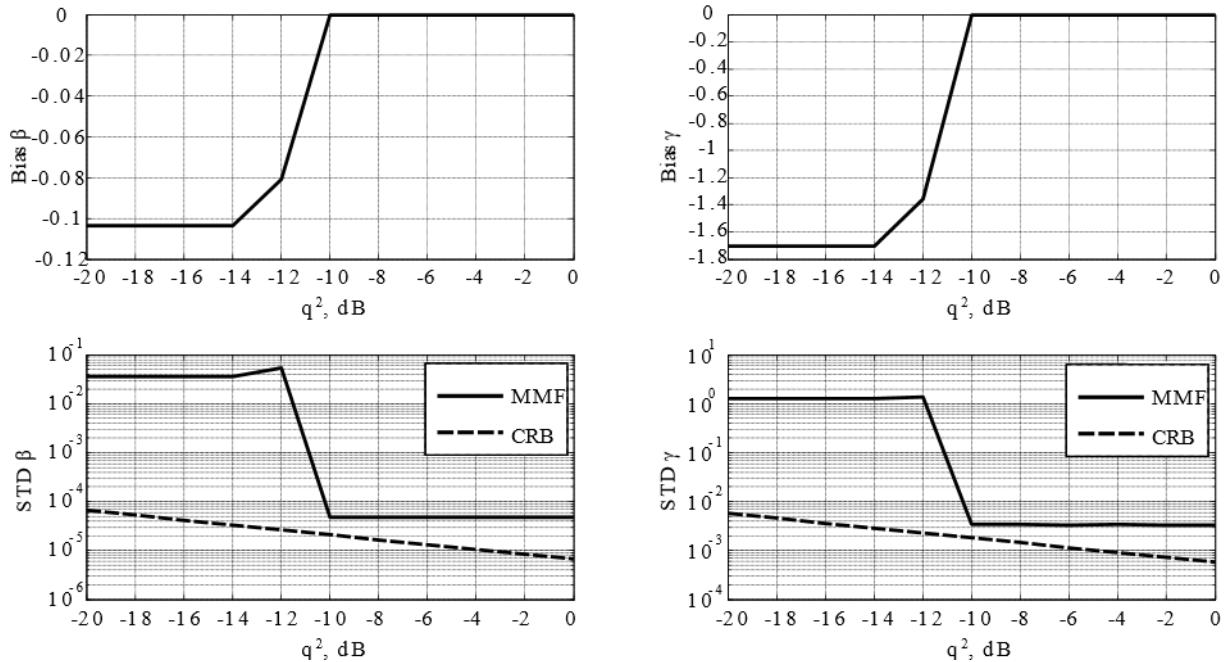


Рис. 3. Зависимости смещения и СКО оценок от ОСШ.

Графики на рисунке свидетельствуют о том, что в области малых ОСШ, где $q^2 < -10$ дБ наблюдаются аномальные ошибки оценивания, причиной которых является наличие нескольких локальных максимумов выходного сигнала алгоритма. В области $q^2 \geq -10$ дБ выходной сигнал имеет один глобальный максимум, и качество оценивания приближается к потенциально достижимому: оценки компонент вектора скорости становятся несмешенными и эффективными.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье предлагается новый алгоритм оценки вектора скорости движущейся цели в РСА бокового обзора. Алгоритм основан на вычислении параметрической симметричной мгновенной автокорреляционной функции сигнала и применении согласованного фильтра Меллина. Оценки составляющих вектора скорости цели соответствуют положению пика радиолокационного изображения цели, построенного в координатах «продольная скорость – поперечная скорость». Алгоритм не требует при своей реализации процедур оптимизации при поиске оценок. Математическое моделирование алгоритма при принятых в статье сценарных параметрах доказало несмешенность и эффективность оценок составляющих вектора скорости цели при отношении сигнал/шум большем минус 10 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

- Монаков А. А. Применение масштабно-инвариантных преобразований при решении некоторых задач цифровой обработки сигналов // Успехи современной радиоэлектроники, 2007, Т. 65, №11, с. 65-72.
- Монаков А. А. Согласованный фильтр Меллина // Успехи современной радиоэлектроники, 2013, Т. 67, № 2, с. 56-62.

3. Monakov A. The Mellin matched filter // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2015, Vol. 9, № 8, pp. 1451-1459.
4. Perry R. P., DiPietro R. C., Fante R. L. SAR imaging of moving targets // IEEE Trans. on Aerospace Electronic Systems, Jan. 1999, Vol. 35, № 1, pp. 188–200.
5. Perry R. P., DiPietro R. C., Fante R. L. Coherent Integration with Range Migration Using Keystone Formatting // 2007 IEEE Radar Conf., Apr. 2007, pp. 863–868.

REFERENCES

1. Monakov A. A. Application of scale invariant transforms to some problems in digital signal processing // Journal Achievements of Modern Radioelectronics, 2011, Vol. 65, No 11, pp. 65-72.
2. Monakov A. A. The Mellin matched filter. Journal Achievements of Modern // Radioelectronics, 2013, Vol. 67, No 2, pp. 56-62.
3. Monakov A. The Mellin matched filter // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2015, Vol. 9, No 8, pp. 1451-1459.
4. Perry R. P., DiPietro R. C., Fante R. L. SAR imaging of moving targets // IEEE Trans. on Aerospace Electronic Systems, Jan. 1999, Vol. 35, No 1, pp. 188–200.
5. Perry R. P., DiPietro R. C., Fante R. L. Coherent Integration with Range Migration Using Keystone Formatting. 2007 IEEE Radar Conf. Apr. 2007, pp. 863–868.

ПРАКТИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС

Д. О. Попов, М. В. Родин

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

Аннотация. В докладе указывается на то, что оперативное управление мощностью зондирующих сигналов в ряде практических случаев позволяет повысить эффективность функционирования импульсных радиолокационных систем. Приводятся краткие сведения об опубликованных в научно-технической литературе материалах, посвященных реализации радиолокационных передающих трактов с управлением выходной мощностью. Представлены основные структуры источников электропитания, обеспечивающих оперативное управление мощностью передающего тракта. Уделяется внимание вопросам дальнейшего развития указанных источников электропитания.

Ключевые слова: радиолокационная система; активная фазированная антенная решетка; приемно-передающий модуль; усилитель мощности; источник электропитания.

PRACTICAL FEATURES OF POWER RADAR SIGNALS CONTROL

D. O. Popov, M. V. Rodin

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The report indicates that dynamic power radar signals control makes it possible to increase the efficiency of pulse radar systems. Brief information is given about the materials published in the scientific and technical literature on the practical implementation of radar transmitters with power output control. The main structures of power suppliers providing dynamic power control of the transmitter are presented. Attention is paid to the further development of these power suppliers.

Keywords: radar; active electronically scanned array; transmit-receive module; power amplifier; power supply.

1. ВВЕДЕНИЕ

Эффективность функционирования радиолокационных систем (РЛС) во многом определяется структурой, характеристиками и функциональными возможностями их передающего тракта. Вместе с тем одной из устойчивых тенденций развития современных и перспективных импульсных РЛС является стремление выполнить их передающий тракт распределенным в составе активных фазированных антенных решеток (АФАР), преимущественно полностью полупроводниковых [1].

Анализ значительного числа исследований показывает, что достижение высокой эффективности функционирования импульсных РЛС с АФАР связано, в частности, с оперативной регулировкой мощности зондирующих сигналов, а значит, выходной мощности приемно-передающих модулей (ППМ). Сегодня регулировку выходной мощности ППМ (как медленную, так и быструю) используют для [2-7]:

- создания требуемого амплитудного распределения в раскрыве АФАР при одновременном устраниении избыточного излучения (разброса выходных мощностей ППМ) на этапе ее настройки;

- быстрого (в течение нескольких периодов повторения зондирующего сигнала) изменения амплитудного распределения в раскрыве АФАР в процессе работы РЛС, в этом случае ППМ является основой для конфигурирования в реальном времени всего спектра форм диаграммы направленности для обзора пространства;
- корректировки выходной мощности ППМ при уходе его параметров при эксплуатации РЛС (стабилизация выходной мощности);
- обеспечения электромагнитной совместимости РЛС в локальном районе при совместной работе с другими радиоэлектронными средствами;
- формирования зондирующих сигналов со специальными формами огибающей, например, гауссовой, трапециевидной и т. д.;
- быстрого (иногда – в течение периода повторения зондирующего сигнала) изменения мощности зондирующих сигналов в многофункциональных РЛС при смене режима излучения;
- защиты от перегрузки по току при включении АФАР;
- оперативного распределения мощности между передающими позициями в многопозиционных РЛС.

Таким образом, регулировка выходной мощности ППМ, в зависимости от решаемой задачи, может осуществляться как в течение относительно длительного времени (единицы секунд), так и очень быстро – например, в течение длительности зондирующего сигнала или паузы между ними (от единиц микросекунд).

Для регулировки выходной мощности ППМ применяют разные способы. Среди них наиболее предпочтительным с точки зрения достижения максимальной энергетической эффективности передающего канала ППМ является управление напряжением электропитания его оконечного усилителя мощности (УМ). Это значит, что передающий тракт РЛС должен содержать в своем составе управляемые источники электропитания (ИЭП). При этом управление номинальным значением выходного напряжения ИЭП должно осуществляться через проводной интерфейс посредством внешних команд, получаемых, например, от контроллера ППМ.

Однако достижениям в разработке управляемых ИЭП, к сожалению, посвящено сравнительно небольшое количество научных публикаций отечественных и зарубежных ученых, что затрудняет их оценку, а следовательно, и возможности применения.

Цель предлагаемого доклада – кратко изложить сведения о применении управляемых ИЭП для электропитания УМ в передающих трактах РЛС с АФАР, привести известные схемы таких ИЭП, а также проанализировать пути их дальнейшего развития с учетом повышения требований к эффективности функционирования РЛС.

2. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОПИТАНИИ УМ В ПЕРЕДАЮЩЕМ ТРАКТЕ РЛС

Совокупность ИЭП каждого ППМ (иногда на несколько ППМ приходится один общий ИЭП) вместе с ИЭП, формирующим промежуточную шину постоянного тока (при ее наличии), составляет систему электропитания (СЭП) АФАР. Независимо от конфигурации она является источником электроэнергии, преобразуемой посредством УМ в энергию зондирующих сигналов с заданными параметрами в соответствии с требуемым режимом работы РЛС.

В современных радиолокационных АФАР широкое распространение получила смешанная конфигурация СЭП. Она характеризуется наличием, как правило, двух ступеней преобразования электроэнергии: первая формирует относительно высоковольтную промежуточную шину постоянного тока (например, около 270 В при электропитании от авиационных систем электроснабжения трехфазного переменного тока), а вторая – непосредственно питающие напряжения для ППМ и прочей аппаратуры АФАР (рисунок 1).

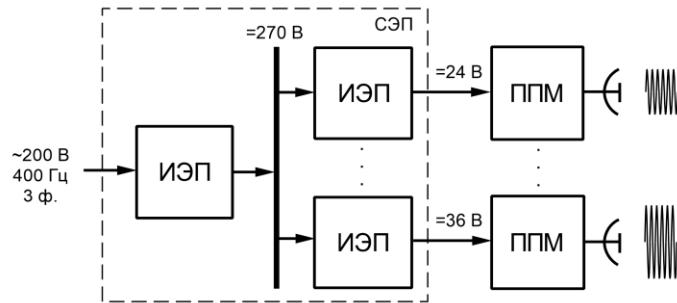


Рис. 1. Структура двухступенчатой системы электропитания АФАР

Традиционно для обеспечения импульсного напряжения электропитания U_{num} оконечного УМ используют ИЭП с усреднением импульсной мощности (рисунок 2). В этом случае в состав ИЭП включают емкостной накопитель электроэнергии (НЭ) с зарядным устройством (ЗУ). Такой подход к обеспечению импульсного электропитания УМ снижает требования к мощности потребления ЗУ – она сравнима со средним значением выходной мощности ИЭП. А основную часть электроэнергии в течение времени длительности t_u зондирующего радиоимпульса УМ потребляет именно от НЭ.

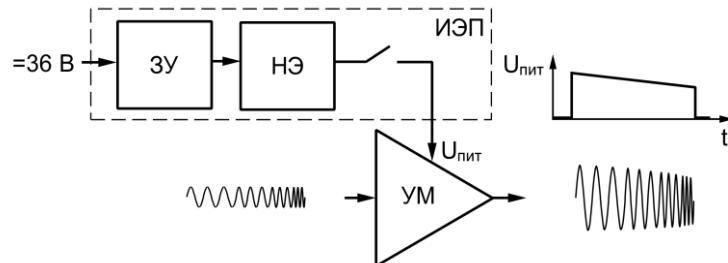


Рис. 2. Структурная схема ИЭП с усреднением импульсной мощности

Однако в ИЭП с усреднением импульсной мощности обеспечивается лишь частичный разряд НЭ. Обычно в течение времени t_u он не превышает 5...10% по напряжению. Как следствие, это обуславливает необходимость применения НЭ большой емкости.

Как развитие схемы, приведенной на рисунке 2, известен ИЭП с более полным разрядом НЭ [8]. Структурная схема такого ИЭП показана на рисунке 3.

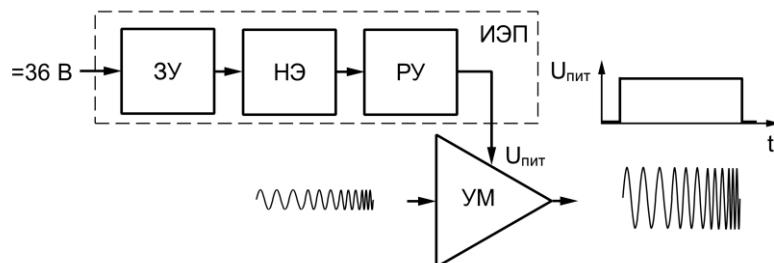


Рис. 3. Структурная схема ИЭП с более полным разрядом НЭ

В схеме между НЭ и УМ установлено разрядное устройство (РУ). Оно обеспечивает требуемое значение напряжения электропитания УМ при изменении напряжения на выходе НЭ в широких пределах. При таком построении ИЭП разряд НЭ в течение времени t_u может составлять более 50%, что позволяет значительно уменьшить емкость НЭ (а значит, его массу и габариты).

С точки зрения регулировки выходной мощности ППМ интерес представляет возможность ЗУ и РУ оперативно изменять напряжение на своем выходе под действием внешнего управляющего сигнала. Поэтому рассмотрим далее практическую реализацию

управления выходным напряжением в схемах ИЭП с частичным и более полным разрядом НЭ, как наиболее часто применяемым в РЛС.

3. УПРАВЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЕМ ЗАРЯДНОГО И РАЗРЯДНОГО УСТРОЙСТВ

ИЭП с частичным разрядом НЭ (см. рисунок 2) широко применяют в современных РЛС с АФАР при формировании прямоугольных зондирующих сигналов [9-11].

Ограничения по массогабаритным показателям ИЭП заставляют разработчиков применять в качестве ЗУ импульсные преобразователи напряжения, что способствует снижению массы и габаритов, увеличению их КПД и повышению точности управления процессом заряда НЭ. Так, широкое применение нашли стабилизирующие импульсные преобразователи напряжения типа DC-DC (зачастую унифицированные модульного типа). Как правило, такие преобразователи обеспечивают и гальваническую развязку.

Часто на выходе преобразователя устанавливают дроссель для ограничения тока заряда НЭ. Также он обеспечивает снижение пульсации тока, потребляемого самим преобразователем. Иногда в преобразователе реализуют электронное ограничение зарядного тока НЭ – необходимость в дросселе в этом случае отпадает.

Для управления выходным напряжением ЗУ, роль которого играет импульсный стабилизатор, обычно требуется изменять сопротивление одного из плеч резистивного делителя на его выходе. С этой целью часто используют цифровые потенциометры (ЦП). Цифровое управление выходным напряжением ЗУ не требует изменения компонентов или механических регулировок – достаточно изменить код, поступающий на вход ЦП от контроллера УМ (рисунок 4а). Управление ЦП может осуществляться, например, по интерфейсу типа I²C или SPI [9].

Вместо ЦП для управления выходным напряжением ЗУ возможно также использование цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) или внешнего сигнала с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), как показано на рисунках 4б и 4в.

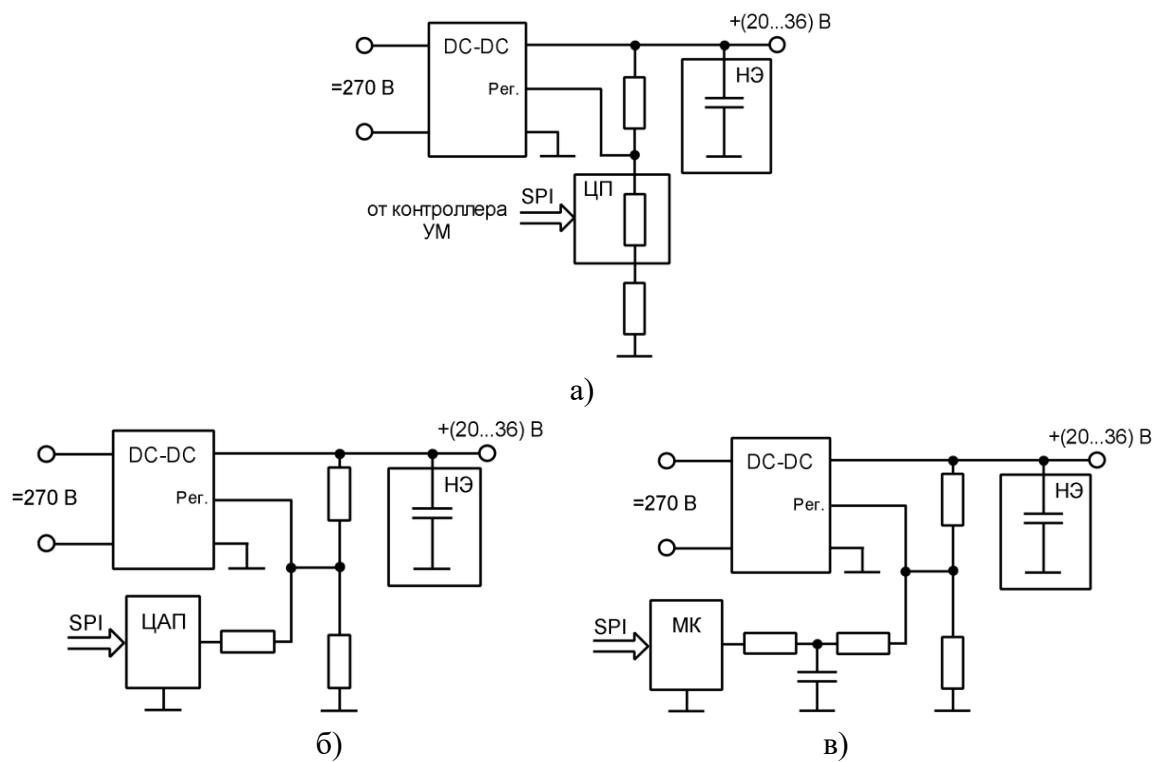


Рис. 4. Варианты схем ИЭП с цифровым управлением выходным напряжением ЗУ: с цифровым потенциометром (а), цифро-аналоговым преобразователем (б) и внешним ШИМ-управлением (в)

Регулировку выходного напряжения ЗУ обычно требуется осуществлять в широких пределах. Например, в [9] диапазон регулировки напряжения электропитания УМ составляет 20...52 В. Это требование накладывает ограничения на выбор метода управления силовыми ключами в импульсном стабилизаторе. Так, например, в подавляющем большинстве серийных модулей стабилизаторов используется ШИМ-управление – и диапазон регулировки выходного напряжения у них не более 95...105% от номинального значения. Более широкую регулировку выходного напряжения способны обеспечить в настоящее время квазирезонансные преобразователи с ШИМ или частотно-импульсным управлением.

Вместе с тем скорость изменения выходного напряжения ИЭП с частичным разрядом НЭ невелика из-за его достаточно большой энергоемкости, а также ограниченной мощности ЗУ. Как следствие, время установления требуемой мощности на выходе ППМ соответствует нескольким десяткам или даже сотням периодов следования зондирующих радиоимпульсов.

При этом увеличение скорости управления напряжением электропитания УМ за счет уменьшения емкости НЭ зачастую неоправданно из-за повышения спада напряжения и, как следствие, искажения огибающей зондирующего сигнала, что ведет к ухудшению информативности РЛС. Увеличение выходного тока ЗУ с целью ускорения заряда НЭ тоже нецелесообразно, так как не позволяет ускорить процесс его разряда. Кроме того, такая мера вызывает значительные броски потребляемого тока при заряде НЭ и ухудшает удельные массогабаритные показатели ЗУ.

Таким образом, в рассматриваемой схеме ИЭП относительно большое время установления требуемого значения напряжения электропитания УМ является серьезным препятствием на пути дальнейшего совершенствования перспективных многофункциональных РЛС, для которых требуемое время установления выходной мощности ППМ должно составлять сотни микросекунд и даже меньше. Также недостаточная скорость изменения выходного напряжения ИЭП обуславливает невозможность формирования огибающей зондирующих радиоимпульсов специальной формы и высокоскоростного сканирования пространства.

Для снижения требуемой емкости НЭ, а значит, повышения скорости управления напряжением электропитания УМ можно установить параллельно НЭ дополнительный двунаправленный преобразователь напряжения (рисунок 5). Кроме того, в этом случае снижается и амплитуда выбросов напряжения во время переходных процессов из-за коммутации нагрузки.

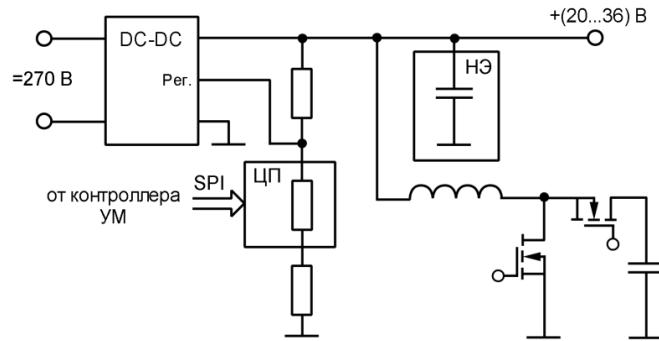


Рис. 5. Вариант схемы ЗУ с дополнительным двунаправленным преобразователем

ИЭП с более полным разрядом НЭ (см. рисунок 3) содержит в своем составе РУ. В качестве последнего обычно выступает импульсный регулятор напряжения (ИРН). Такие ИЭП были подробно рассмотрены, например, в [12-14].

С точки зрения управления выходным напряжением ИЭП использование ИРН, устанавливаемого между НЭ и УМ, позволяет при незначительном снижении КПД ИЭП

заместно повысить скорость регулировки напряжения независимо от значения напряжения на НЭ. Основным же недостатком такой схемы построения ИЭП является наличие пульсации выходного напряжения, обусловленной импульсным характером работы ИРН.

В научно-технической литературе имеются сведения о создании образцов ИЭП с дополнительным ИРН, обеспечивающих импульсную выходную мощность до единиц киловатт. Достигнутый уровень КПД зависит преимущественно от рабочей частоты и варьируется от 80% для ИРН с рабочей частотой 100 МГц (мощность десятки ватт) до 95% для ИРН с рабочей частотой порядка единиц мегагерц (мощность до единиц киловатт).

Выбор топологии, рабочей частоты и метода управления силовыми ключами ИРН является определяющим в части обеспечения требуемых КПД, быстродействия, качества выходного напряжения, электромагнитной совместимости и массогабаритных характеристик ИРН. При этом важно учитывать диапазоны изменения входного/выходного напряжений и выходной мощности, длительность и частоту следования импульсов тока нагрузки, необходимость гальванической развязки, тип нагрузки, требования к длительности и амплитуде переходных отклонений выходного напряжения при его скачкообразной регулировке и ряд других факторов.

Учитывая обычно высокие значения требуемой импульсной мощности на выходе ИЭП (сотни и тысячи ватт) и тока нагрузки (десятки и сотни ампер), а также отсутствие требований по обеспечению гальванической развязки между НЭ и УМ (гальваническая развязка осуществляется, как правило, в ЗУ), наиболее целесообразным является применение в качестве ИРН неизолирующего преобразователя напряжения понижающего типа. С учетом представленных на рынке силовых транзисторов, в том числе на основе широкозонных полупроводников, реализация ИРН с высокими энергетическими характеристиками в настоящее время является достижимой.

Дополнительным фактором, определяющим выбор понижающего ИРН как основы РУ, является необходимость работы НЭ в этом случае с относительно высокими напряжениями. Как известно, удельная энергоемкость электролитических и керамических конденсаторов повышается с ростом их рабочих напряжений, что обеспечивает улучшение массогабаритных характеристик НЭ.

Вариант схемы ИЭП с понижающим ИРН, обеспечивающим высокую скорость регулировки выходного напряжения, приведен на рисунке 6. Необходимость наличия в схеме ИРН отрицательной обратной связи (ОС) по напряжению обусловлена требованием к компенсации воздействия таких факторов, как разряд НЭ, изменение тока, потребляемого УМ, изменение параметров элементов ИРН и т. д. Управление выходным напряжением может осуществляться либо за счет регулировки опорного напряжения в схеме управления (СУ) ИРН, либо сопротивления одного из плеч выходного резистивного делителя.

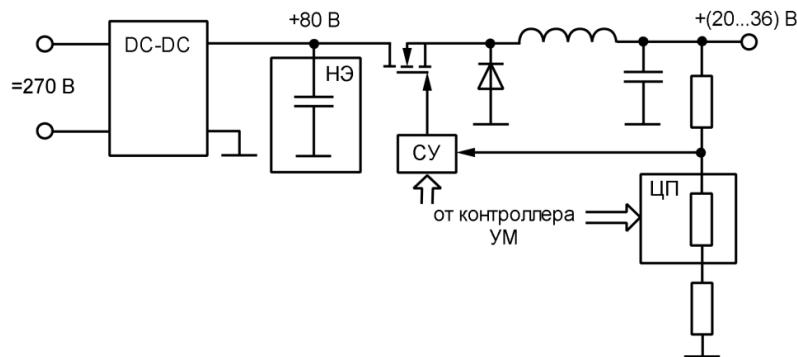


Рис. 6. Вариант схемы ЗУ с дополнительным ИРН

Введение в состав ИЭП дополнительного ИРН, включаемого между НЭ и УМ, требуется:

1. При формировании зондирующего радиоимпульса с огибающей специальной формы (отличной от прямоугольной).

В этом случае модуляция импульса напряжения электропитания осуществляется непосредственно в ИРН. Как правило, опорным напряжением такого ИРН является маломощный импульс напряжения требуемой формы. А значит, ИРН должен обладать достаточным быстродействием, при котором выходное напряжение ИРН еще изменяется по закону амплитудной модуляции огибающей.

Результаты исследования неизолирующего понижающего ИРН, обеспечивающего на выходе импульсы напряжения требуемой формы, были приведены в [12]. ИЭП включает в себя быстродействующий ИРН с гистерезисным управлением и цепь защиты от превышения тока через фильтрующий дроссель (рисунок 7), обеспечивая на выходе мощность до 1 кВт. Рабочая частота ИРН достигает 1 МГц.

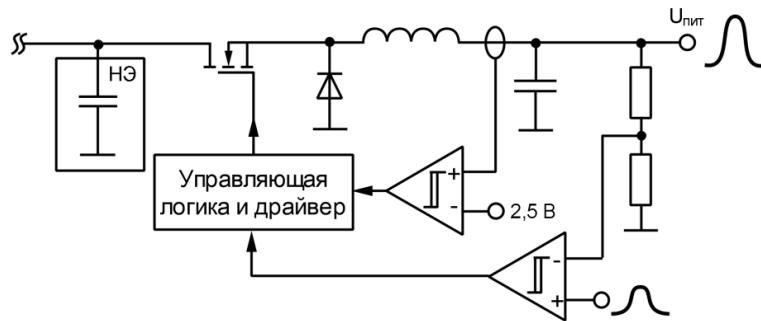


Рис. 7. Формирование импульса напряжения на выходе гистерезисного ИРН

2. Для оперативного управления импульсной мощностью зондирующего радиоимпульса.

Из-за того, что емкость выходного конденсатора ИРН (см. рисунок 6), как правило, на порядки меньше емкости НЭ, при прочих равных условиях становится возможным значительно увеличить скорость регулировки напряжения на выходе ИЭП, а значит, импульсной мощности формируемого зондирующего радиоимпульса.

Это особенно важно в многофункциональных РЛС, где требуется обеспечить формирование набора зондирующих сигналов, отличающихся параметрами для локирования объектов при решении той или иной задачи в тех или иных условиях применения РЛС. Также высокая скорость регулировки импульсной мощности зондирующих сигналов важна для оперативного изменения амплитудного распределения в раскрытии АФАР в процессе работы РЛС при управлении формой диаграммы направленности.

Как правило, при регулировке «вверх» (увеличение выходной мощности ППМ) время установления требуемого значения выходного напряжения ИЭП определяется емкостью конденсатора фильтра ИРН и максимальным выходным током ЗУ. Время, затрачиваемое на регулировку «вниз» (уменьшение выходной мощности ППМ), определяется емкостью конденсатора фильтра ИРН и током нагрузки.

Следует отметить, что возможность уменьшения времени установления требуемого выходного напряжения ИЭП может быть связана либо с увеличением выходного тока ЗУ (при регулировке «вверх»), либо за счет осуществления дополнительного разряда конденсатора фильтра ИРН во время паузы между зондирующими радиоимпульсами, что позволит исключить влияние переходного процесса в ИЭП на выходной сигнал УМ. Такой разряд может быть обеспечен, например, за счет реализации ИРН как двунаправленного преобразователя напряжения.

В этом случае энергия, накопленная в конденсаторе фильтра ИРН, возвращается обратно в НЭ.

Вместе с тем общим недостатком схем ИРН является наличие пульсации выходного напряжения. Больше того, если в ИРН с ШИМ-управлением эти пульсации можно минимизировать за счет лучшей фильтрации, то в более быстродействующих гистерезисных ИРН амплитуда пульсации в силу особенностей работы обычно довольно значительна. В результате информативность РЛС ухудшается.

Задача снижения амплитуды пульсации выходного напряжения гистерезисного ИРН может быть решена, например, за счет дополнительной фильтрации, что подразумевает использование сглаживающего активного фильтра. Однако в этом случае заметно уменьшается КПД ИЭП. Поэтому на практике для снижения амплитуды пульсации выходного напряжения ИРН разработчики прибегают к усложнению структуры гистерезисной СУ [15].

3. Для стабилизации импульсной мощности зондирующего радиоимпульса.

Стабилизация импульсной мощности, а также обеспечение точности воспроизведения заданной огибающей зондирующего радиоимпульса имеют важное значение в ряде практических приложений, так как возникающая из-за этих неточностей фазовая нестабильность оказывает значительное влияние на информативность РЛС.

Особое внимание точности формирования огибающей уделяют разработчики РЛС при решении задачи управления формой диаграммы направленности. Ведь синтез требуемого амплитудного распределения по апертуре антенной решетки реализуется за счет управления выходной импульсной мощностью каждого ППМ. Однако амплитудно-частотная характеристика усиленного тракта ППМ индивидуальна и, кроме того, имеет свойство изменяться во времени в зависимости от температуры, прогрева кристалла усиленного транзистора и ряда других факторов. Поэтому импульсная и пиковая мощности ППМ могут изменяться в широких пределах от радиоимпульса к радиоимпульсу, что обуславливает появление ошибок амплитудного распределения антенной решетки и, как следствие, ухудшение информативности РЛС.

К одному из методов борьбы с амплитудными искажениями выходного сигнала УМ относится метод автокомпенсации. В его основе лежит выделение закона отклонения амплитуды усиленного радиоимпульса, формирование из него компенсационного сигнала и воздействие последним на параметры напряжения электропитания УМ таким образом, чтобы амплитудные отклонения были ослаблены.

Дальнейшее развитие ИЭП, схема которого представлена на рисунке 6, привело к реализации в нем отрицательной ОС с выхода УМ посредством детектора огибающей в соответствии с методом автокомпенсации. Такое техническое решение позволяет без значительного снижения КПД ИЭП скомпенсировать искажения огибающей формируемого зондирующего радиоимпульса.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение доклада необходимо отметить следующее.

1. С учетом роста требований к эффективности функционирования импульсных РЛС с оперативным управлением мощностью зондирующих сигналов одним из перспективных решений является применение в передающем тракте управляемых ИЭП.

2. Управляемые ИЭП разнообразны по своей структуре и схемотехническим решениям. Использование того или иного ИЭП определяется требованиями, предъявляемыми к передающему тракту.

3. Дальнейшее совершенствование рассмотренных в докладе ИЭП должно идти в направлении поиска технических решений, направленных на снижение пульсации выходного напряжения и повышения их энергетической эффективности.

Промышленное освоение новых ИЭП, характеризующихся высокими значениями удельных массогабаритных и энергетических показателей и надежности, позволит совершить серьезный прорыв в технике АФАР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Brown A. Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. NY: Wiley-IEEE Press, 2022. – 272 p.
2. Jung-Hyo K., Younis M., Moreira A., Wiesbeck W. A Novel OFDM Chirp Waveform Scheme for Use of Multiple Transmitters in SAR // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2013, Vol. 10, No. 3. – Pp. 568-572.
3. Zai A., Pinto M., Coffey M., Popovic Z. Supply-modulated Radar Transmitters with Amplitude-modulated Pulses // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015. Vol. 63, No. 9. – Pp. 2953-2964.
4. Balster E., Hill K., Kordik A., Scarpino F. Chirp Pulse Envelope Evaluation for SAR Image Formation // IEEE 8th Annual Ubiquitous Computing, Electronics and Mobile Communication Conference, 2017. – Pp. 567-570.
5. Кушнерев Н.А., Родин М.В. Особенности проектирования и тенденции развития систем электропитания АФАР бортовых радиолокаторов // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2019, № 6. – С. 68-82.
6. Temiz M., Alsusa E., Baidas M. A Dual-Functional Massive MIMO OFDM Communication and Radar Transmitter Architecture // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, Vol. 69, No. 12. – Pp. 14974-14988.
7. Тушнов П.А., Бердыев В.С., Топчиев С.А. Технология управления выходной мощностью приемопередающих модулей как средство оптимизации энергетических характеристик активных фазированных антенных решеток // Радиотехника, 2021, Т. 85, № 10. – С. 30-41.
8. Кушнерев Н.А. Устройство электропитания импульсного твердотельного передатчика с высокими удельными показателями // Радиотехника, 2009, № 5. – С. 75-78.
9. Королев А.В., Кушнерев Н.А., Костючик Д.А., Родин М.В. Опыт разработки мощного передающего модуля АФАР Р-диапазона с динамическим управлением напряжением питания для БРЛС // Успехи современной радиоэлектроники, 2015, № 5. – С. 43-49.
10. Zhang Y. Realization of DC/DC High Power and Large Current Combined Power Supply for Airborne Radar / Zhang Y., Xu S., Chen Z., Li X., Dong B., Luo Q., Li B., He Y. // The Journal of Engineering, 2019, Vol. 2019, No. 16. – Pp. 1930-1933.
11. Wang Y. A Power Supply System for TR Modules of Active Phased Array Radar / Wang Y., Bao X., Liu Y., Li L., Liu H. // Open Journal of Circuits and Systems, 2020, Vol. 9, No. 2. – Pp. 28-34.
12. Королев А.В., Кушнерев Н.А., Родин М.В., Бобков Е.А. Импульсный модулятор с динамическим управлением формой выходного напряжения для радиолокационного передающего устройства // Практическая силовая электроника, 2017, № 4. – С. 27-33.
13. Gao X. A Two-Stage Pulsed Power Supply for Low-DC-Voltage and Low-Frequency Pulsed-Current Loads / Gao X., Wu H., Gao S., Zhang Z., Xing Y. // IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, Vol. 36, No. 2. – Pp. 2298-2309.
14. Yao Y. GaN-Based Two-Stage Converter With High Power Density and Fast Response for Pulsed Load Applications / Yao Y., Kulothungan G., Krishnamoorthy H., Das A., Soni H. // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, Vol. 69, No. 10. – Pp. 10035-10044.

15. Кушнерев Н.А., Родин М.В. Импульсный регулятор напряжения для оконечного усилителя мощности передающего модуля активной фазированной антенной решетки // Практическая силовая электроника, 2021, № 1(81). – С. 37-42.

REFERENCES

1. Brown, A. Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. NY: Wiley-IEEE Press, 2022. – 272 p.
2. Jung-Hyo, K., Younis, M., Moreira, A., Wiesbeck, W. A Novel OFDM chirp Waveform Scheme for Use of Multiple Transmitters in SAR // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2013, Vol. 10, No. 3. – Pp. 568-572.
3. Zai, A., Pinto, M., Coffey, M., Popovic, Z. Supply-modulated Radar Transmitters with Amplitude-modulated Pulses // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, Vol. 63, No. 9. – Pp. 2953-2964.
4. Balster, E., Hill, K., Kordik, A., Scarpino, F. Chirp Pulse Envelope Evaluation for SAR Image Formation // IEEE 8th Annual Ubiquitous Computing, Electronics and Mobile Communication Conference, 2017. – Pp. 567-570.
5. Kushnerev, N.A., Rodin, M.V. Design features and development trends of AESA onboard radar power supply systems // Information-measuring and control systems, 2019, No. 6. – Pp. 68-82.
6. Temiz, M., Alsusa, E., Baidas, M. A Dual-Functional Massive MIMO OFDM Communication and Radar Transmitter Architecture // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, Vol. 69, No. 12. – Pp. 14974-14988.
7. Tushnov, P.A., Berdiev, V.S., Topchiev, S.A. Technology for the output power control of receiving and transmitting modules as a means of optimizing the energy characteristics of active electronically scanned arrays // Radio Engineering, 2021, Vol. 85, No. 10. – Pp. 30-41.
8. Kushnerev, N.A. A power supply for a pulsed solid-state transmitter with high specific indicators // Radio Engineering, 2009, No. 5. – Pp. 75-78.
9. Korolev, A.V., Kushnerev, N.A., Kostyuchik, D.A., Rodin, M.V. Experience in developing a powerful P-band AESA transmitter module with dynamic voltage control for radar // The successes of modern radio electronics, 2015, № 5. – Pp. 43-49.
10. Zhang, Y. Realization of DC/DC High Power and Large Current Combined Power Supply for Airborne Radar / Zhang Y., Xu S., Chen Z., Li X., Dong B., Luo Q., Li B., He Y. // The Journal of Engineering, 2019, Vol. 2019, No. 16. – Pp. 1930-1933.
11. Wang, Y. A Power Supply System for TR Modules of Active Phased Array Radar / Wang Y., Bao X., Liu Y., Li L., Liu H. // Open Journal of Circuits and Systems, 2020, Vol. 9, No. 2. – Pp. 28-34.
12. Korolev, A.V., Kushnerev, N.A., Rodin, M.V., Bobkov, E.A. Pulse modulator with dynamic control of the output voltage form for radar transmitter // Practical power electronics, 2017, No. 4. – Pp. 27-33.
13. Gao, X. A Two-Stage Pulsed Power Supply for Low-DC-Voltage and Low-Frequency Pulsed-Current Loads / Gao X., Wu H., Gao S., Zhang Z., Xing Y. // IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, Vol. 36, No. 2. – Pp. 2298-2309.
14. Yao, Y. GaN-Based Two-Stage Converter With High Power Density and Fast Response for Pulsed Load Applications / Yao Y., Kulothungan G., Krishnamoorthy H., Das A., Soni H. // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, Vol. 69, No. 10. – Pp. 10035-10044.
15. Kushnerev, N.A., Rodin, M.V. Switching voltage regulator for transmitting module of APAA // Practical power electronics, 2021, № 1(81). – Pp. 37-42.

РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПРОДОЛЬНОЙ ДЛИНЫ ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА

И. О. Пресняков, А. А. Карпушкин

Филиал военной академии имени Петра Великого, Серпухов, Россия

Аннотация. Для повышения эффективности идентификации целей неотъемлемым фактором является известность не только параметры движения такие как скорость и дальность до цели, но и геометрические размеры, а точнее длина протяженного летательного аппарата. Данное решение позволяет решить эту задачу путем модернизации существующих радиолокационных систем с внедрением новой элементной базы так как это экономически выгоднее чем при разработке новой системы

Ключевые слова: радиолокационная система, летательный аппарат, длина протяженного объекта, антenna, доплеровское смещение частоты, огибающая, зондирующий сигнал.

RADAR SYSTEM FOR MONITORING THE LONGITUDINAL LENGTH OF AN EXTENDED OBJECT

I.O. Presnyakov, A.A. Karpushkin

Branch of the Military Academy named after Peter the Great, Serpukhov, Russia

Abstract. To increase the effectiveness of target identification, an integral factor is the awareness of not only the movement parameters such as speed and range to the target, but also the geometric dimensions, or rather the length of the extended aircraft. This solution allows us to solve this problem by upgrading existing radar systems with the introduction of a new element base, as it is more cost-effective than when developing a new system.

Keywords: radar system, aircraft, length of extended object, antenna, Doppler frequency shift, envelope, probing signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях проблемы точного определения радиолокационными системами (РЛС) параметров целей многократно возросли.

РЛС можно успешно применять на объектах со значительной протяженностью, к таким объектам относятся территории России. Так РЛС осуществляют контроль объекта, и могут выступать в качестве целеуказателей для поворотных видео и тепловизионных камер. В этом случае РЛС решают задачу обнаружения, оценки скорости, дальности и класса движущейся цели на расстоянии, существенно превышающем то, с которым работают видеокамеры.

2. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ДЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПРОДОЛЬНОЙ ОСИ ПРОТЯЖЕННОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

При нахождении линейного размера продольной оси протяженного объекта пользуются получаемыми сигналами срабатывающих фильтров, когда диаграмма направленности начинает взаимодействовать с ЛА. Чтобы понять, как работает эта система, предоставлен рисунок 1

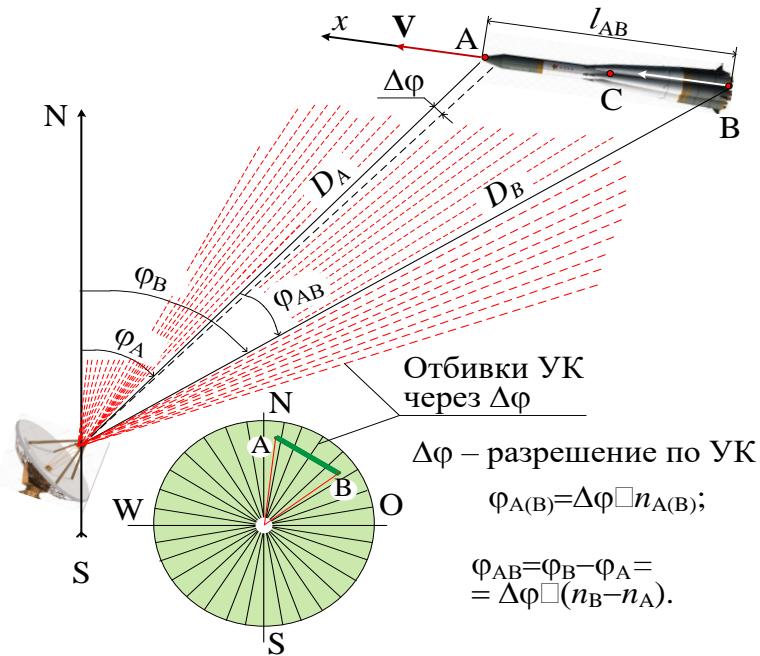


Рис. 1. Нахождение длины объекта

Где: φ_A, φ_B – угловые координаты, D_A, D_B – расстояние до объекта, l_{AB} – длина объекта

На данном рисунке показана вертикальная проекция, показан ЛА и его длина, которую необходимо обнаружить.

В связи с расположением РЛС также есть дальность до объекта и фаза, которые необходимо рассчитать для нахождения линейного размера ЛА.

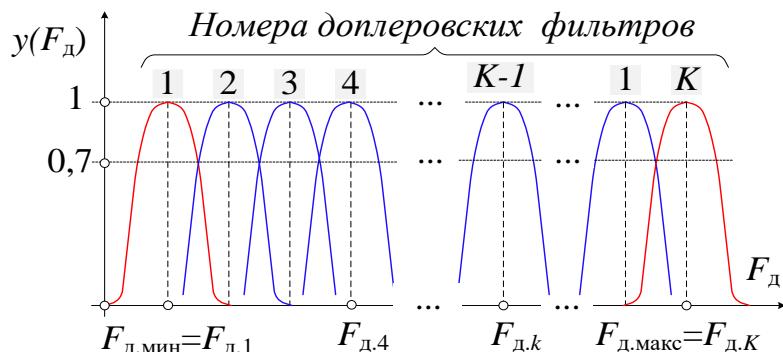


Рис. 2. Работа согласованных фильтров

На рисунке 2 представлены доплеровские (согласованные) фильтры, которые помогают вычислить линейный размер объекта.

Если РЛС излучает сигнал, текущее значение фазы которого

$$\varphi_{изл}(t) = \omega_0 t + \varphi_0 \quad (1)$$

то текущее значение фазы принимаемого сигнала цели, удаленной на расстояние D от РЛС.

$$\varphi_{пр}(t) = \omega_0 \left(t - \frac{2D(t)}{c} \right) + \varphi_0 + \varphi_{отр} \quad (2)$$

$\varphi_{отр}$ -изменение начальной фазы при отражении.

При радиальной составляющей скорости цели равно v_p , дальность D до цели изменяется:

$$D = D_0 \pm V_{pt} \quad (3)$$

D_0 -начальная дальность до цели

Частота $f_{\text{пр}}$ отличается от частоты зондирующего сигнала
Доплеровское смещение:

$$F_D = f_{\text{пр}} - f_{\text{изл}} = \pm \frac{2V_p}{\lambda} \quad (4)$$

отсюда $v_p = 0,5\lambda D$ следовательно сравнив частоты излучения и принятие сигналов и измерив разностную частоту F_g , можно определить радиальную составляющую v_p скорости цели.

Таким образом зная угловую скорость также зная число импульсов Доплеровского сигнала можно однозначно определить линейный размер ЛА.

$$V_r \frac{d(\varphi)}{dt} \quad (5)$$

Продифференцировав выражение для разности фаз по времени получим

$$\frac{d(\varphi)}{dt} = \frac{-4\pi * V_r}{\lambda} \quad (6)$$

Из этих выражений получаем формулу для частоты Доплера-частного сдвига, который приобретает сигнал, который отразился от двигающегося объекта.

$$f_{D_{A,B}} = \frac{1}{2\pi} * \frac{d(\varphi)}{dt} = \frac{1}{2\pi} * \frac{-4\pi * V_r}{\lambda} \quad (7)$$

$$V_{r_{AB}} = \cos(\alpha A(B)) \quad (8)$$

$$D_{A,B} = D_0 \pm V_r \quad (9)$$

где D - дальность до цели;

D_0 - начальная дальность.

$$F_{\Delta A(B)} = \frac{2}{\lambda} V_{rA(B)} \quad (10)$$

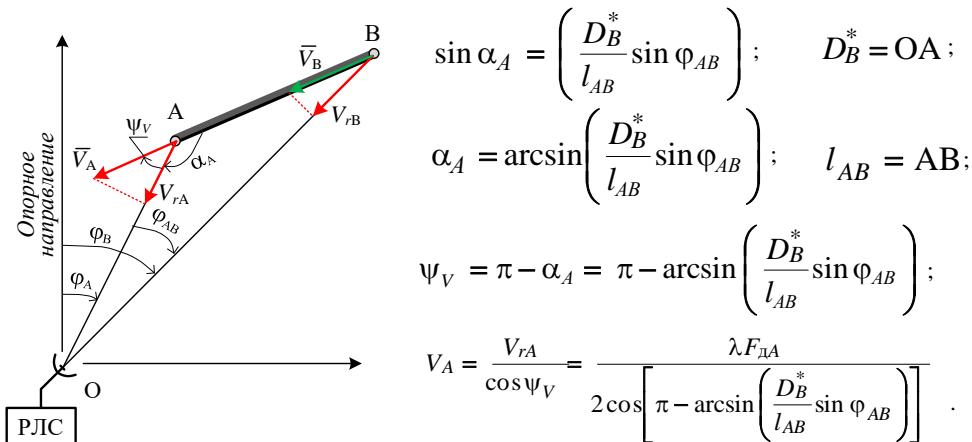


Рис. 3. Определение вектора скорости цели

На рисунке (3) показано определение вектора скорости цели, которое является заключительным параметром расчёта нахождения длины объекта.

3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА КОНТРОЛЯ РАЗМЕРА ПРОДОЛЬНОЙ ОСИ ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА

Таблица 1. Основной алгоритм нахождения длины объекта.

Номер и содержание операции	
1	Запуск счетчика счетных импульсов
2	Формирование признака обнаружения цели $a1=0$ Цели Нет, $a=1$ Цель обнаружена
3	Формирование признака протяженности цели $a2 = O$ Нет, I - Да
4	Формирование угла φ_A
5	Формирование признака точки В $a3$
6	Формирование угла φ_B
7	Формирование угла φ_{AB}
8	Вычисление Длины объекта
9	Формирование Команды сброса счетчика
10	Формирование индикации l_{AB}

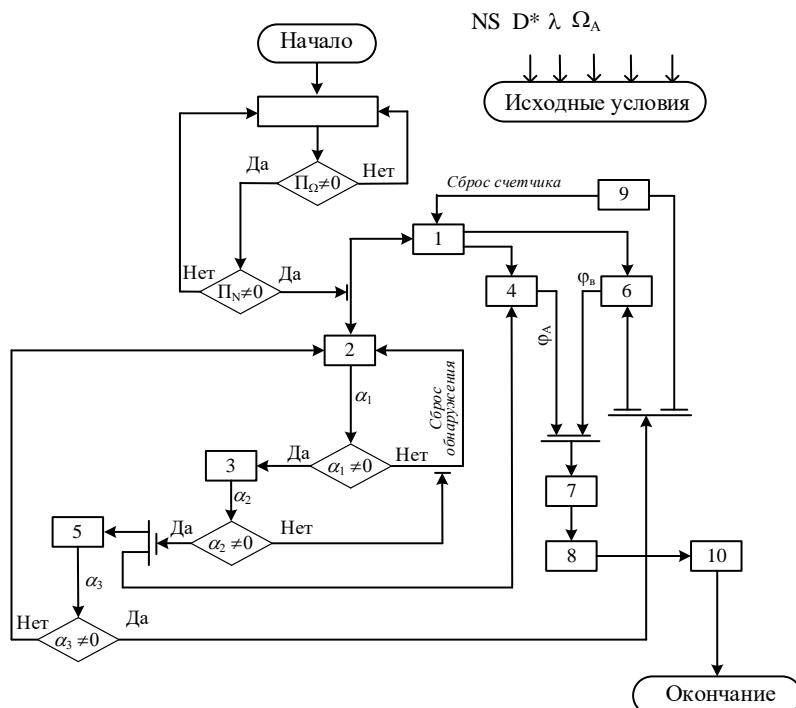


Рис. 4. Алгоритм контроля размера продольной оси

На рисунке (5) показана структурная схема формирователя углов где антenna вращается под воздействием устройства управления вращением антенны, рассматривается механическое вращение антенны На оси вращения антенны установлен датчик, который отражает момент когда антenna находится на опорном направлении (например на север), код с датчиком вращения поступает на дешифратор, дешифратор запускает счётчики точек А и В, одновременно на счётчики поступает счётные импульсы (короткие) с генератора счётных импульсов, в результате счётчики отсчитывают количество импульсов пропорционально углу φ_A , φ_B останавливаются в момент когда достигли первого взятия точки А ДН, для этого есть схема формирования импульсов остановка счётчика А и аналогичная схема формирования импульсов останова счётчика В, после остановки счётчиков пересчитываются последовательные коды счётчиков параллельный регистр для облегчения счёта угла φ_A , φ_B .

В режиме приёма с антеннами поступает сигнал на входное устройство и УПЧ РЛС после частотной фильтрации и усиления сигнала дальше он расходится. Синхронный детектор огибающий на выходе УПЧ формируется пачка импульсов соответствующей облучению всей цели. Передний и задний фронт этой огибающей соответствует достижению точки А и В ДН (в точке А начинаются импульсы в точке В они заканчиваются) огибающая дифференцируется, подчёркивается передней и задний фронт находим середину фронта огибающей, т.к. эти импульсы то положительны, то отрицательны, пропускаем их через диоды, (один диод пропускает положительные импульсы другой отрицательные) формирователи импульсы останова формируют из них, не важно какой они полярности.

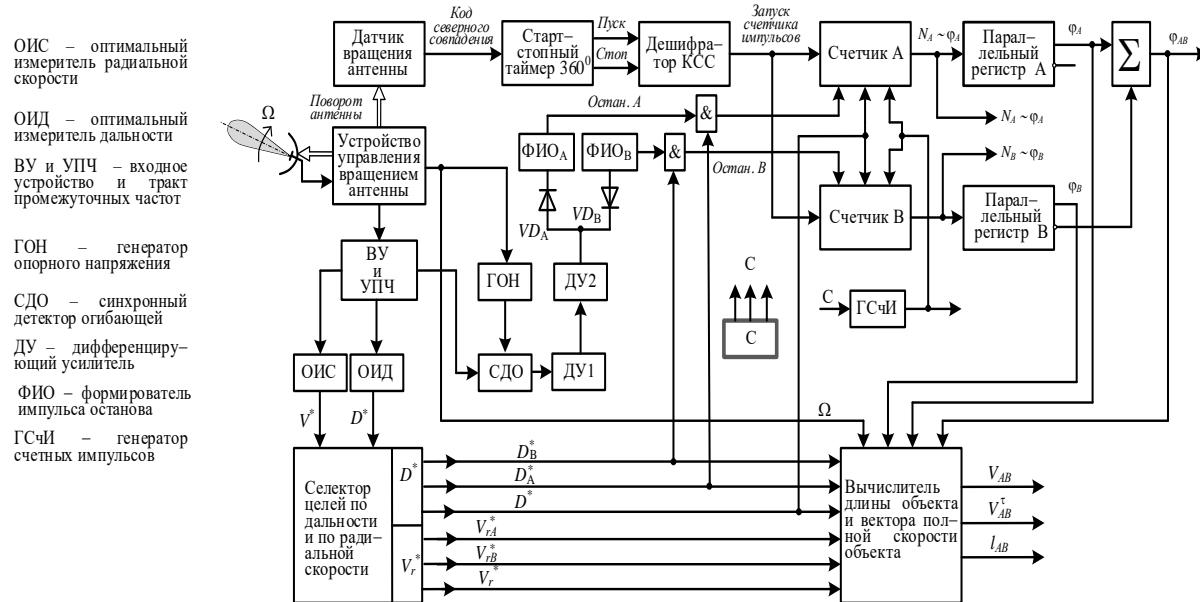


Рис. 5. Структурная схема формирователя углов φ_A , φ_B , φ_{AB}

При последовательном статистическом подходе к входным случайным возмущениям и измеряемым величинам наиболее естественным является критерий минимума некоторой усредненной монотонной функции от полной ошибки измерения. Усреднение проводится по ансамблю шумов и параметров. Такой подход в той или иной форме давно применялся для нахождения некоторой части схемы измерителя. В первую очередь здесь следует отметить тот крайний случай, когда вся схема измерителя считаются заданными, за исключением небольшого числа параметров схемы (коэффициентов усиления, постоянных времени и т. п.), которые могут выбираться в процессе разработки для повышения точности.

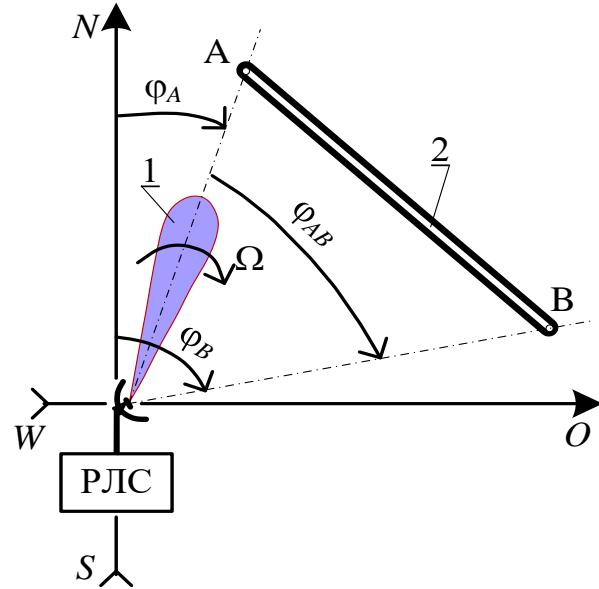


Рис. 6. К принципу измерения длины объекта

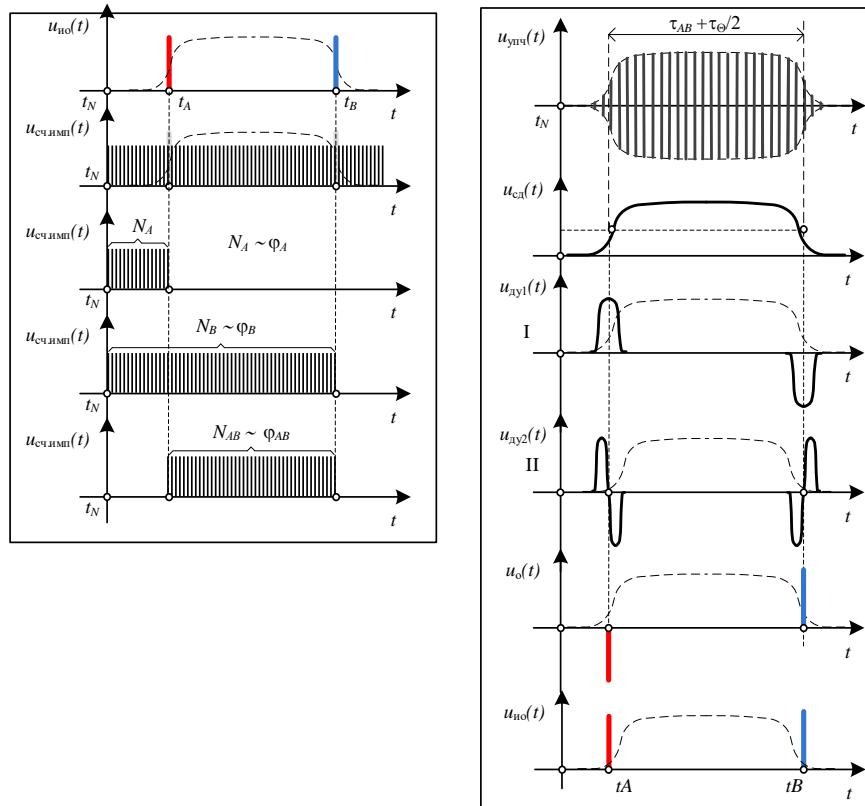


Рис. 7. Эпюры, объясняющие работу формирователя углов

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе разработанного алгоритма выполнен структурный синтез с измерением продольной оси объекта.

Разрабатываемой частью является «устройство когерентного приёма с доплеровской фильтрацией» после чего производится работа вычислителя параметров

движения цели. Также была рассмотрена структурная схема формирователя углов, где подробно проведен разбор работы алгоритма нахождения размера продольной оси протяженного объекта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бердышев В.П. Радиолокационные системы. Учебник. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2011. – с. 400
2. Ботов М.И., Вяхирев В.А. Основы теории радиолокационных систем и комплексов. – Красноярск: Сиб. фидер. ун-т, 2013. – с. 530
3. Зайцев Д.В. Многопозиционные радиолокационные системы. Методы и алгоритмы обработки информации в условиях помех. – М.: Радиотехника, 2007. – с. 96
4. Тяпкин В.Н. и др. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск. Учебник. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2011. – с. 536
5. Бакулов П.А. Радиолокационные системы. Учебник. Изд 3-е. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.

REFERENCES

1. Berdyshev V.P. Radar systems. Textbook. – Krasnoyarsk: Sib. feder. un-T. – 2011. – p. 400
2. Botov M.I., Vyakhirev V.A. Fundamentals of the theory of radar systems and complexes. – Krasnoyarsk: Sib. feeder. un-t, 2013. – p. 530
3. Zaitsev D.V. Multi-position radar systems. Methods and algorithms of information processing in conditions of interference. – M.: Radio Engineering, 2007. – S
4. Tyapkin V.N. et al. Fundamentals of the construction of radar stations of radio engineering troops. Textbook. – Krasnoyarsk: Sib. feder. un-T. – 2011. – p. 536
5. Bakulev P.A. Radar systems. Textbook. Ed. 3-E. – M.: Radio Engineering, 2015. – 440 s

РАСПОЗНАВАНИЕ МАЛОРАЗМЕРНЫХ МАЛОСКОРОСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ ЭНТРОПИИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ

Д.А. Пальгуев¹, Д.А. Васильев², А.Д. Ильясафов^{1,3}

¹ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского», г. Нижний Новгород, Российской Федерации

²ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)», г. Москва, Российской Федерации

³АО «ФНПЦ «Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники», г. Нижний Новгород, Российской Федерации

Аннотация. Одним из направлений обнаружения и распознавания птиц и малогабаритных БПЛА является создание комплексов с разнородными датчиками обнаружения подобных воздушных объектов. Такие комплексы включают, как правило, радиолокационные, оптические и ИК датчики различных диапазонов. Проблема обработки и объединения разнородной информации, поступающей от пространственно-разнесенных и некогерентных датчиков в реальном масштабе времени, является в настоящее время очень актуальной. В работе показан комплексный подход к распознаванию, который использует современные методы объединения разнородной информации и энтропийный подход для определения модели движения воздушных объектов.

Ключевые слова: разнородная информация, сетевая обработка, объединение информации, энтропия.

RECOGNITION OF SMALL-SIZED LOW-SPEED AIR OBJECTS BASED ON THE ENTROPY ESTIMATION OF TRAJECTORY PARAMETERS

D.A. Palguev¹, D.A. Vasiliev², A.D. Ilyasafov^{1,3}

¹Federal State Autonomous Institution of Higher Education "National Research Nizhny Novgorod State University named after N. I. Lobachevsky", Nizhny Novgorod, Russian Federation

²Federal State Budgetary Educational Institution Of Higher Education "Bauman Moscow State Technical University (National Research University)", Moscow, Russian Federation

³Joint-Stock Company "Federal Research And Production Center "Nizhny Novgorod Research Institute of Radio Engineering", Nizhny Novgorod, Russian Federation

Abstract. One of the directions of detection and recognition of birds and small-sized UAVs is the creation of complexes with heterogeneous sensors for detecting such aerial objects. Such complexes include, as a rule, radar, optical and IR sensors of various ranges. The problem of processing and combining heterogeneous information coming from spatially spaced and incoherent sensors in real time is currently very relevant. The paper shows an integrated approach to recognition, which uses modern methods of combining heterogeneous information and an entropy approach to determine the model of movement of air objects.

Keywords: heterogeneous information, network processing, information pooling, entropy.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается интенсивное развитие класса малогабаритных беспилотных летательных аппаратов (МБПЛА) и их применение в самых различных целях. Простота и дешевизна позволяют массово использовать подобные аппараты для ведения видеонаблюдения, различного вида разведки, доставки небольших грузов, а в некоторых случаях и в качестве носителей боевой нагрузки. Проблема обнаружения МБПЛА выходит на первый план, и в основном потому, что далеко не всегда традиционные методы обнаружения малогабаритных объектов достаточно эффективны. Малая эффективная площадь рассеивания (ЭПР) $10^{-1} \div 10^{-3}$ м², высокая маневренность, трудно отличимые признаки от биологических и природных объектов, в основном птиц, создают большие трудности в обнаружении и распознавании такого класса воздушных объектов.

2. ОСОБЕННОСТИ СЕТЕВОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ОБЪЕДИНЕНИИ РАЗНОРОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Одним из возможных путей решения указанной проблемы является создание комплексов обнаружения МБПЛА, включающих радиолокационные, оптические и ИК модули различных диапазонов, выполняющих функции датчиков-измерителей информации (далее – датчиков) в системе обнаружения воздушных объектов.

Вместе с тем, имеется серьезная проблема объединения разнородной информации, поступающей от разных по принципам функционирования датчиков, внутри комплексов. Некогерентность и пространственное разнесение датчиков являются только частью большой задачи по объединению информации, поскольку её решение, например, для радиолокационной информации, показано в работе [1]. Разнородность информации подразумевает, что сообщения поступают не только в разных протоколах обмена – эта проблема решается конвертацией протоколов с помощью кодограммного менеджера, но и в некоторых случаях не содержат полных данных о координатах обнаруженных объектов. Неполные или неравномерно поступающие данные получаются вследствие:

- сложного рельефа местности, нарушающего условия прямой видимости от датчика обнаружения до воздушного объекта;
- интерференционных провалов и «изрезанности» диаграмм направленности, особенно радиолокационных средств;
- высокой маневренности воздушных объектов, приводящей к «мерцанию» трасс, срыву автосопровождения и новым завязкам;
- малой ЭПР и малой оптической и ИК-заметности птиц и МБПЛА.

Сетевая обработка, как метод [2] и разработанный на его основе алгоритм, обладает одним важным преимуществом перед традиционной третичной обработкой – малое время объединения информации, составляющее сотни микросекунд. Именно эта особенность позволяет использовать неполные данные от некоторых датчиков при условии, что одновременно с датчиком, выдающим неполные данные, работает датчик (источник информации), у которого недостающие и достоверные данные имеются.

В качестве примера рассмотрим функционирование комплекса обнаружения малогабаритных БПЛА и птиц, состоящем из радиолокационного и оптического модулей, выполняющих функции пространственно-разнесенных некогерентных датчиков-измерителей. В данном случае дальность до воздушного объекта измеряется радиолокационным модулем, работающим в режиме кругового обзора. После обнаружения одного или нескольких объектов по определенным признакам принимается решение о выдаче целеуказания для оптического модуля и последующего распознавания объекта оператором или автоматически со значительно более высокой

вероятностью, чем вероятность распознавания радиолокационного модуля. Данные от оптического модуля по азимуту и углу места значительно точнее, чем у радиолокационного, а измерение по дальности, вследствие вышеуказанных причин, недостоверно или отсутствует совсем.

В связи в приведенными рассуждениями, алгоритм объединения разнородной информации по неполным данным претерпевает некоторые дополнения по сравнению с показанными в работах [1, 2] и представлен на рис. 1.

Сетевая обработка позволяет при объединении подобной разнородной информации использовать достоверные и наиболее точные данные от разных датчиков. Это происходит следующим образом и при следующих условиях:

- трассы от радиолокационного датчика и неполные данные от оптического датчика поступают на вход сервера сетевой обработки;
- перед объединением на сервере необходимо дополнить сообщение от оптического датчика достоверной координатой по дальности;



Рис. 1. Блок-схема алгоритма сетевой обработки при объединении неполных данных от датчиков, выдающих разнородную информацию о воздушных объектах

- учитывая, что датчики-измерители некогерентны и имеют разные периоды обзора, причем $T_{\text{рлд}} >> T_{\text{од}}$, необходимо между обзорами радиолокационного датчика производить экстраполяцию предыдущего измерения по дальности D_n рлд в соответствии с периодами обзора оптического датчика, до поступления нового измерения от радиолокационного датчика, и вставлять полученное экстраполированное значение дальности D_m од экстр в сообщение от оптического датчика перед поступлением на сервер сетевой обработки для объединения. Здесь m – количество обзоров и

порядковый номер сообщения от оптического датчика внутри временного интервала обзора радиолокационного модуля, n – количество обзоров и порядковый номер сообщения от радиолокационного модуля

$$m = \frac{T_{\text{рлд}}}{T_{\text{од}}} \cdot n. \quad (1)$$

Таким образом, в промежуток времени, равный времени обзора радиолокационного модуля $T_{\text{рлд}}$ между сообщениями от радиолокационного модуля со сферическими координатами $(\alpha_1; \beta_1; D_1)_{\text{рлд}}$ и $(\alpha_2; \beta_2; D_2)_{\text{рлд}}$ на вход сервера сетевой обработки будут поступать m -сообщений от оптического модуля

$$(\alpha_1; \beta_1; D_1 \text{ экстр})_{\text{од}} \dots (\alpha_m; \beta_m; D_m \text{ экстр})_{\text{од}}, \quad (2)$$

где α – координаты по азимуту, β – координаты по углу места, D – координаты по дальности.

При сетевой обработке принятая система приоритетов датчиков-измерителей – по достоверности, непрерывности и т.п. Приоритеты датчиков могут изменяться в процессе сетевой обработки и сопровождения объектов. Так, например, в процессе поиска более высокий приоритет имеет радиолокационный датчик, а после захвата объекта оптическим датчиком приоритет переходит к последнему. Приоритет, таким образом, является адаптивным и меняется в зависимости от условий обстановки.

Алгоритм сетевой обработки по результатам данных от датчиков-измерителей в реальном масштабе времени, с учетом адаптивных приоритетов выбирает и выдает на выход данные только по одной, самой оптимальной трассе. В случае потери трассы приоритетным датчиком алгоритм сетевой обработки осуществляет автоматический переход на менее приоритетный датчик с целью поддержания непрерывности выдачи информации на своем выходе. В условиях наличия неполных данных от датчиков-измерителей традиционный алгоритм третичной обработки [3, 4] работать не может, для его функционирования необходимы полные данные по всем трем координатам (прямоугольным или сферическим).

3. РАСПОЗНАВАНИЕ МБПЛА И ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ «ПТИЦЫ» НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ КОГЕРЕНТНОСТИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИИ

Можно предположить, что траектории МБПЛА и птиц, в общем случае, будут отличаться по своим характеристикам. Возможные траектории птиц можно разделить на условно детерминированные и условно хаотические. Также предположим, что траектории МБПЛА имеют детерминированный характер. При этом, будем считать, что детерминированную траекторию можно аппроксимировать какой-либо функцией.

В общем случае, под детерминированной траекторией будем понимать прямолинейное движение, радиальное движение (движение по кругу) и движение по гармоническому закону (сумма прямолинейного и радиального движения).

Под хаотическим движением будем понимать траектории, представляющие собой случайный марковский процесс (данные траектории можно представить марковской цепью первого или высших порядков [3]). Также, модель хаотической траектории птиц можно представить как случайное блуждание с размерностью, равной N [5].

Без потери общности, представим модель траектории движения воздушного объекта «птица» как аддитивную смесь параметров детерминированной траектории и некоторого случайного процесса.

Долгосрочные траектории птиц изучаются в целом ряде публикаций (например, [6, 7]). При этом, в работе [7] отмечается, что при перелёте на несколько десятков километров траектория птицы может быть описана как гауссовский процесс. На коротких дистанциях (100-1000 м) целесообразно рассмотреть модель хаотического движения, представленную случайными процессами, отличными от нормального,

например, распределением Пуассона. Метод распознавания воздушных объектов по траекторным признакам показан, в частности, в работе [8].

В работе [9] был предложен метод селекции радиопомех, основанный на оценке когерентных свойств радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы. Суть данного подхода строится на предположении, что сигнал радиолокационной системы и помехи будут иметь различную степень когерентности.

Аналогично приведённому в работе [9] подходу, проведем оценку степени когерентности процессов, образованных параметрами траектории МБПЛА и воздушного объекта «птицы».

4. МОДЕЛЬ СИГНАЛА

Пусть радиолокационной системой формируется траектория от воздушного объекта (цели) $\mathbf{W}(X, Y)$ из N отметок траектории, представляющая собой аддитивную смесь детерминированного вектора параметров траектории $\mathbf{R}(X, Y)$, и вектора ошибок измерения параметров \mathbf{Z} , распределенного в общем случае по гауссовскому (нормальному) закону

$$\mathbf{W} = \mathbf{R} + \mathbf{Z}. \quad (3)$$

где \mathbf{Z} – вектор ошибок измерения с корреляционной матрицей $\langle \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \rangle = \sigma^2 \mathbf{I}$, где \mathbf{I} – единичная матрица, а σ^2 – мощность каждой из компонент вектора \mathbf{Z} . В нашем случае будем полагать $\sigma^2 = 1$.

Рассмотрим модель движения воздушного объекта, в которой интенсивность маневра с достаточной степенью достоверности характеризуется изменением параметров (координат) по гармоническому закону:

$$\mathbf{R} = (e^{-j(fT)}, e^{-j(2fT)}, \dots, e^{-j(NfT)})^*, \quad (4)$$

где T – период зондирования радиолокационных импульсов; N – количество отметок траектории; f – частота изменения параметров (координат); $*$ – знак эрмитова сопряжения.

В случае сопровождения воздушных объектов «птицы» модель траекторий (3) можно представить в виде:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R} + \mathbf{D} + \mathbf{Z} \quad (5)$$

В выражении (5) \mathbf{D} – вектор параметров траектории с распределением Пуассона

$$P(N, s) = \frac{s^N}{N!} e^{-s}, \quad (6)$$

где s – среднее количество событий за фиксированный промежуток времени.

Корреляционная матрица вектора формируемых параметров траектории \mathbf{W} в данном случае будет иметь вид:

$$\Phi = \mathbf{I} + \mathbf{R} \mathbf{R}^*. \quad (7)$$

На практике точное значение корреляционной матрицы помехи Φ , как правило, неизвестно и поэтому приходится использовать её оценку $\hat{\Phi}$ (максимально правдоподобную оценку), получаемую в соответствии с выражением [10]:

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{W}(i) \mathbf{W}^*(i), \quad (8)$$

где $\mathbf{W}(i)$ – вектор процесса, принимаемый в i -й момент времени, в соответствии с выражениями (3) и (5); L – объём выборки, используемой для получения оценки корреляционной матрицы Φ (количество отсчётов, по которым усредняется матрица $\hat{\Phi}$).

В качестве информационной меры степени когерентности было предложено использовать энтропию H распределения сигнала по собственным числам его корреляционной матрицы Φ . В соответствии с [3] показатель энтропии равен:

$$H = -\sum_{i=1}^N \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}), \quad (9)$$

где $\lambda_{0i} = \frac{\lambda_i}{\text{Sp } \Phi}$ – нормированные собственные значения матрицы Φ ; $\text{Sp } \Phi$ – след (сумма диагональных элементов) матрицы Φ .

В случае детерминированного сигнала КМ имеет единичный ранг и её нормированные собственные значения равны $\lambda_{01} = 1, \lambda_{02} = \dots = \lambda_{0N} = 0$. При этом энтропия H имеет минимально возможное нулевое значение, то есть детерминированный сигнал является полностью когерентным. В случае случайного гауссового процесса с равными по мощности и некоррелированными компонентами (собственный шум) КМ является диагональной с равными между собой элементами главной диагонали. Нормированные собственные значения удовлетворяют при этом соотношениям $\lambda_{01} = \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{N}$, а энтропия распределения энергии сигнала равна $H = \ln(N)$.

В случае аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссова шума (3) показатель энтропии будет соответствовать [6]:

$$H(q) = \ln(q^2 N + N) - \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln(q^2 N + 1), \quad (10)$$

где $q^2 = \frac{\sigma^2}{\alpha^2}$ – отношение сигнал-шум.

При увеличении отношения сигнал/шум (при $q \rightarrow \infty$) значения энтропии H стремятся к нулю (т.е. процесс становится полностью когерентным), при $q \rightarrow 0$ энтропия H стремится к значению $\ln(N)$ (рис. 2).

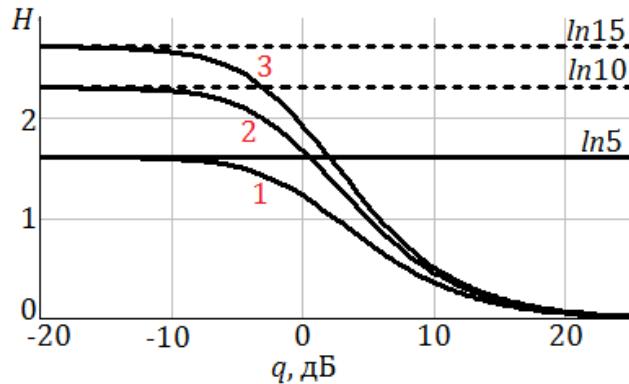


Рис. 2. Зависимость значений энтропии аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссова шума от отношения помеха/шум q ; кривая 1 – $N=5$; кривая 2 – $N=10$; кривая 3 – $N=15$

На рис. 3 показаны графики зависимости энтропии от отношения сигнал/шум для различных значений параметра распределения Пуассона s (0.1; 0.2; 1.0) и $N=5, L=3$.

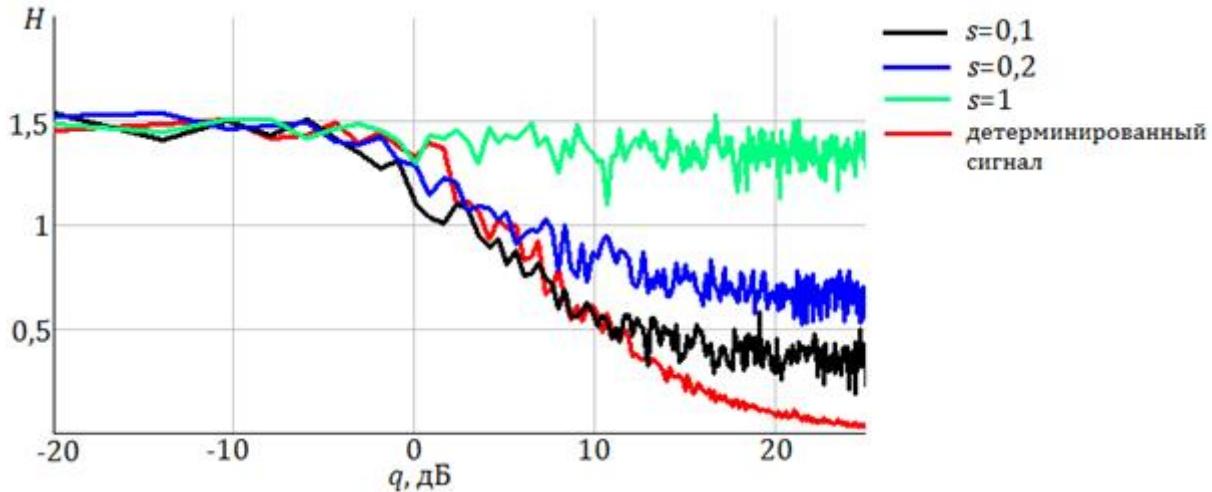


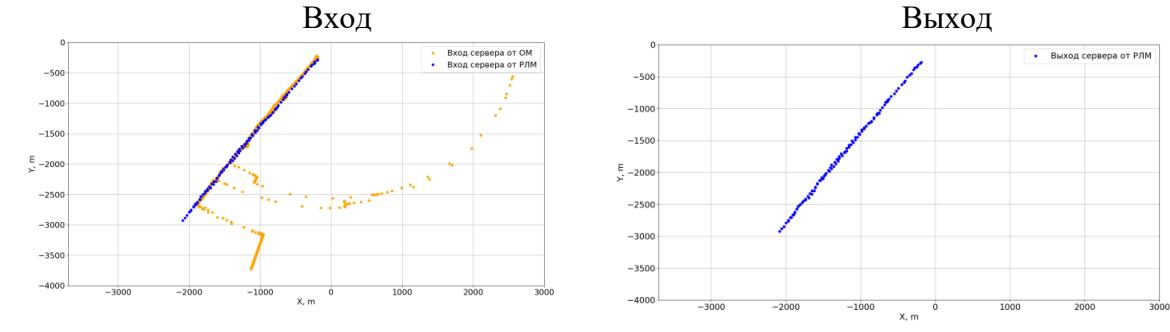
Рис. 3. Зависимость энтропии от отношения сигнал/шум для различных значений параметра распределения Пуассона s

Как видно из графиков, при увеличении отношения сигнала/шум минимальное значение энтропии будет стремиться не к нулю, как в случае детерминированного сигнала, а к некоторому значению H_{min}^1 [11]. Также, при отношениях с/ш больше 10 дБ значения энтропии (т.е. степень когерентности траекторий) становятся различными, т.е. можно говорить о возможности селекции траектории МБПЛА и воздушных объектов «птицы».

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ОБРАБОТКИ МОДЕЛИРОВАННЫХ ТРАЕКТОРИЙ

На рис. 4 приведены результаты сетевой обработки некоторых моделированных траекторий (координат X и Y в метрах) по объединению разнородной информации от некогерентных пространственно-разнесенных датчиков-измерителей: оптического модуля (ОМ) и радиолокационного модуля (РЛМ).

Трассовая обстановка № 1



Трассовая обстановка № 2

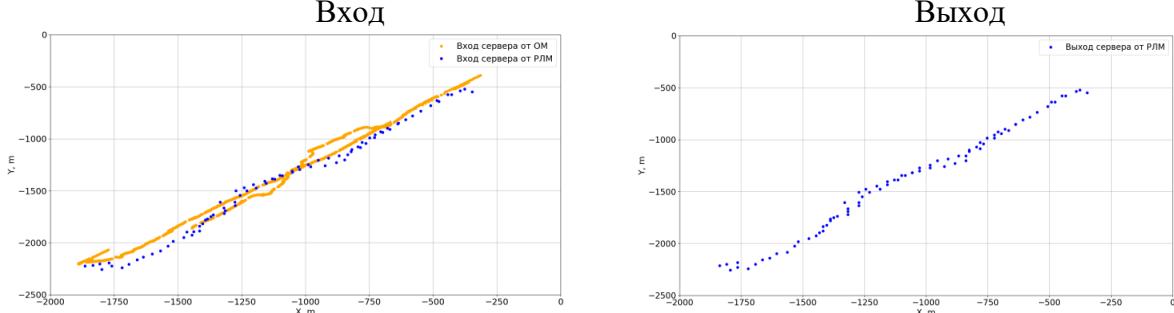


Рис. 4. Графики результатов обработки моделированных траекторий птиц и БПЛА

Объединение разнородной информации в ситуации трассовой обстановки № 1 происходило по приоритету сначала оптического, потом радиолокационного модуля. В

ситуации трассовой обстановки № 2 был установлен более высокий приоритет радиолокационного модуля, как выдающего информацию более равномерно и непрерывно. Из представленных данных видно, что на выходе сервера сетевой обработки в результате объединения информация получается более равномерной, однородной и непрерывной, что и является подтверждением использования координат о воздушном объекте от обоих датчиков-измерителей, один из которых выдает достоверные координаты только по азимуту и углу места. Информация на выходе сервера сетевой обработки не сглаживалась в целях подробного изучения процесса объединения.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Показана принципиальная возможность объединения информации от разнородных датчиков-измерителей по алгоритму сетевой обработки в ходе объединения моделированных траекторий птиц и БПЛА.
2. Алгоритм сетевой обработки позволяет объединять информацию от разнородных датчиков-измерителей по неполным данным, в данном случае отсутствовало достоверное измерение дальности от оптического модуля, которое замещалось экстраполированным значением дальности от радиолокационного модуля.
3. Распознавание таких типов воздушных объектов, как птицы и БПЛА, возможно по сравнению значений энтропии при селекции траекторий, полученных при объединении информации от разнородных датчиков-измерителей.

7. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пальгуев Д. А. Сочетание алгоритмов обработки информации и структуры информационной системы как инструмент построения информационной системы сетевой структуры // Радиопромышленность, 2021, Т. 31, № 2. – С. 49-60.
2. Пальгуев Д. А., Таныгин А. А. Патент 2461843 РФ, МПК G01S 13/91 (2006.01). Способ обработки радиолокационной информации в сетевой информационной структуре автоматизированной системы управления, заявл. 29.04.2011, опубл. 20.09.2012.
3. Кузьмин С. З. Основы цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Сов. радио, 1974. – 432 с.
4. Конторов Д.С. Введение в радиолокационную системотехнику / Конторов Д.С., Голубев-Новожилов Ю.С.// М.: Советское радио, 1971. – 368 с.
5. Ширяев А.Н. Вероятность. В 2-х кн. – 4-е изд., переработ. и доп. – М.: МЦНМО, 2007. – 552 с., 416 с.
6. Карякин И.В. Результаты GPS/GSM-трекинга ювенильных балобанов в Алтай-Саянском регионе, Россия / И.В. Карякин, Э.Г. Николенко, Е.П. Шнайдер, М. Проммер // Пернатые хищники и их охрана. 2018, № 37. - С.166-229.
7. Mann R. Gaussian processes for prediction of homing pigeon flight trajectories /R. Mann, R. Freeman, M. Osborne, R. Garnett, J. Meade, Ch. Armstrong, D. Biro, T. Guilford, S. Roberts// AIP Conference Proceedings. 2009. –1193. - P.360-367.
8. Пальгуев Д.А. Распознавание воздушных объектов типа «птицы» по траекторным признакам / Пальгуев Д.А., Пархачёв В.В., Пиунов К.Н., Савельев Д.В., Васильев

Д.А.// Радиотехнические и телекоммуникационные системы № 4 2022, ISSN 2221-2574, с. 39-50.

9. Фитасов Е.С. Система селекции имитирующих помех // Датчики и системы. 2017, № 3. – С.24-28
10. Андерсон Т. Введение в многомерный статистический анализ [Текст] / Перевод с англ. Ю. Ф. Кичатова [и др.]; Под ред. Б. В. Гнеденко. – М.: Физматгиз, 1963. - 500 с.
11. Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В. Оценка когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. – С.69-82.

REFERENCES

1. Palguev D. A. Combination of information processing algorithms and information system structure as a tool for building an information system of a network structure // Radio industry, 2021, vol. 31, No. 2. – pp. 49-60.
2. Palguev D. A., Tanygin A. A. Patent 2461843 RF, IPC G01S 13/91 (2006.01). Method of radar information processing in the network information structure of an automated control system, application 29.04.2011, publ. 20.09.2012.
3. Kuzmin S. Z. Fundamentals of digital processing of radar information. M.: Sov. radio, 1974. – 432 p.
4. Kontorov D.S. Introduction to radar system engineering / Kontorov D.S., Golubev-Novozhilov Yu.S.// Moscow: Sovetskoe radio, 1971. – 368 p.
5. Shiryaev A.N. Probability. In 2 books - 4th ed., reworked. and additional – M.: ICNMO, 2007. – 552 p., 416 p.
6. Karyakin I.V. Results of GPS/GSM tracking of juvenile sakers in the Altai-Sayan region, Russia / I.V. Karyakin, E.G. Nikolenko, E.P. Schneider, M. Prommer // Feathered predators and their protection. 2018, No. 37. - pp.166-229.
7. Mann R. Gaussian processes for prediction of homing pigeon flight trajectories /R. Mann, R. Freeman, M. Osborne, R. Garnett, J. Meade, Ch. Armstrong, D. Biro, T. Guilford, S. Roberts// AIP Conference Proceedings. 2009. -1193. - P.360-367.
8. Palguev D.A. Recognition of aerial objects of the "bird" type by trajectory signs / Palguev D.A., Parkhachev V.V., Piunov K.N., Saveliev D.V., Vasiliev D.A.// Radio engineering and telecommunication systems No. 4 2022, ISSN 2221-2574,pp. 39-50.
9. Fitasov E.S. System of selection of imitating interference // Sensors and systems. 2017, No. 3. – pp.24-28
10. Anderson T. Introduction to multidimensional statistical analysis [Text] / Translated from the English by Yu. F. Kichatov [et al.]; Edited by B. V. Gnedenko. – M.: Fizmatgiz, 1963. - 500 p.
11. Fitasov E.S., Orlov I.Ya., Legovtsova E.V., Nasonov V.V. Evaluation of coherence of radar signals with fluctuations of parameters // Izv. vuzov. Radiophysics. 2021. Vol. 64, No. 1. – pp.69-82.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов
XXIX Международной научно-технической конференции,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ
(г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.)*

Том 2

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 06.04.2023. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 26,2. Тираж 50 экз. Заказ 239

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**