



RLNC*2024

16 - 18 апреля 2024 г.

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

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

Т о м 2

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2024

УДК 621.37

ББК 32

P15

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

Т. 2. – 2024. – 483 с.
ISBN 978-5-9273-3966-2

В сборник вошли материалы XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2024), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

Ответственность за подбор, достоверность и оригинальность приведенных фактов, статистических данных, имен собственных, географических названий и прочих включенных в доклады материалов несут авторы.

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3966-2 (т. 2)
ISBN 978-5-9273-3964-8

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

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

НЕКОТОРЫЕ ЗНАЧИМЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ РОССИЙСКИХ УЧЕНЫХ В ОБЛАСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А. А. Зацаринный.....1

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ УСТОЙЧИВОГО РАЗВИТИЯ ПРЕДПРИЯТИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА В 2020 - 2030 ГОДЫ

В. И. Борисов10

ФРАКТАЛЫ, МЕТАПОВЕРХНОСТИ, СИСТЕМЫ РСА И МИМО: ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ И СТРАТЕГИЯ ТЕХНОЛОГИЙ

А. А. Потапов.....19

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

СИГНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ

А. В. Зюльков.....48

АДАПТИВНАЯ ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА

Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, В. Д. Шутов54

АДАПТИВНОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ЛУЧА НА ОСНОВЕ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН.

Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман, М. С. Киреев.....61

АЛГОРИТМ ПОФРАГМЕНТНОЙ АВТОФОКУСИРОВКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

И. А. Кузьмин69

АЛГОРИТМ УМЕНЬШЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ГИБРИДНЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ

Л. И. Аверина, И. В. Завгородний, О. К. Каменцев78

АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО ТРАКТА

Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, А. Ю. Лафицкий.....88

АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ КВАДРАТУРНЫХ ЗДЕРЖЕК В ПЕРЕДАТЧИКЕ В КОГЕРЕНТНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКАХ ДЛЯ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС Л. В. Ладыгина, А. В. Лужбинин, Г. Б. Сидельников	95
АНАЛИЗ НЕЙРОСЕТЕВЫХ АРХИТЕКТУР ВЕРИФИКАЦИИ ДИКТОРОВ А. Н. Голубинский, Н. П. Колмаков	103
АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ИНФОРМАЦИОННЫМ АТАКАМ ТИПА DOS И DDOS А. В. Лубенцов, А. И. Пузанкова	112
АНАЛИЗ УЯЗВИМОСТЕЙ СИСТЕМЫ РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА В МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д. А. Кошелев, М. Г. Шульгин	121
АППРОКСИМАЦИЯ ПОРОГА ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СПЕКТРОГРАММ А. Б. Токарев, Д. В. Шатилов	126
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА М. Л. Артемов, М. П. Сличенко, С. П. Трушин	134
РЕЗУЛЬТАТЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА М. Л. Артемов, М. П. Сличенко, С. П. Трушин	140
АУТЕНТИФИКАЦИЯ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ КЭШИРОВАНИЯ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И. А. Сорокин, С. В. Шахтанов.....	146
ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ЕСТЕСТВЕННЫМ КУБИЧЕСКИМ СПЛАЙНОМ С АНАЛИЗОМ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ А. В. Лубенцов.....	155
ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ZERO-DAY АТАК О. И. Воротий, А. П. Мальцев, Д. К. Тузбеков, К. В. Яцук.....	163
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМАМИ СВЯЗИ А. И. Власова, А. В. Лубенцов	168

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ЭЭГ С ВОЛНОЙ Р300	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко	175
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЭЛАСТОГРАФИИ БИОТКАНЕЙ НА ОСНОВЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ ВОЛН	
Д. А. Кравчук, А. И. Михралиева, Н. Н. Чернов	180
ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ТРУБ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ	
Д. А. Кравчук, С. В. Лыков, А. В. Ряжкин	184
К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЯ-ЧАСТОТНОГО СДВИГА ФКМ СИГНАЛА	
Д. Н. Ивлев, А. В. Ширкаев	189
КИБЕРАТАКИ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ	
О. И. Воротий, Д. Д. Горобцов, Д. А. Моисеев, К. В. Яцук	196
КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ЗАДЕРЖЕК МНОГОКАНАЛЬНОГО АЦП	
Н. А. Семенов	202
МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА	
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко	209
МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ФИЛЬТРАЦИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА	
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко	212
МЕТОДИКА ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ДЕКАМЕТРОВЫМ КАНАЛАМ С ЗАДАННОЙ ОПЕРАТИВНОСТЬЮ	
И. В. Соколовский, О. И. Сорокин	216
МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА	
Б. В. Илларионов, Д. С. Малиев, В. В. Филоненко	221
МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ЦЕЛЯХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ УГОЛОВНО - ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ	
А. В. Лубенцов, А. А. Ярцева	227

НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ КГТА ИМЕНИ В. А. ДЕГТЯРЁВА: ПРОЕКТЫ В ОБЛАСТИ СВЯЗИ, НАВИГАЦИИ И ТЕХНОЛОГИЙ БОРЬБЫ С ДРОНАМИ	
А. Ю. Замятин, А. В. Толстиков	233
О ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ КЛАССАХ БЕРНШТЕЙНА В ЗАДАЧАХ СИНТЕЗА АНТЕНН	
А. В. Костин, Д. В. Костин	243
ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ТЕХНИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ	
С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов.....	248
ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО (ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО) ПОТОКА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ИМИТОЗАЩИТЫ	
С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов.....	254
ОБНАРУЖЕНИЕ РАЗЛАДКИ ВИДА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ	
О. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов.....	261
ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОГО СДВИГА С ЧИСЛАМИ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	269
ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОЙ ИНВЕРСИИ ЧИСЕЛ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	272
ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ С "ЛИНЕЙНОЙ" ТОПОЛОГИЕЙ	
Т. Ч. Буй, В. И. Парfenov	276
ОПТИМИЗАЦИЯ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА СОРТИРОВКИ ДЛЯ ЗАДАЧ «МЯГКОГО» ДЕКОДИРОВАНИЯ БЛОЧНОГО КОДА	
Д. Ю. Бухан, В. О. Голышев, А. А. Дягилев, А. А. Юрьева.....	286
ПЕРИОДОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА НА ОСНОВЕ ОДНОБИТНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ И РАВНОМЕРНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА	
В. Н. Якимов	292

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФИЛЬТРА СИГНАЛА С V-ОБРАЗНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	
И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин, Р. И. Рюмшин	298
ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ НЕМОНОИМПУЛЬСНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ	
И. С. Дмитриев, О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко.....	307
ПРЕДСТАВЛЕНИЕ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА	
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко	317
ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В СИСТЕМАХ РАДИО- И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ	
Е. В. Кравцов, И. А. Сидоренко	325
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ТЕОРИИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	331
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ INVMIXCOLUMNS-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	
И. А. Проворнов	334
ПРОБЛЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ В РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ. АУТЕНТИФИКАЦИЯ И ШИФРОВАНИЕ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ	
Н. А. Бабин, М. В. Григорьев, Д. А. Иванов.....	339
РАЗРАБОТКА И ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ НЕЙРОСЕТИ ВЫЯВЛЯЮЩЕЙ ВЫЗВАННЫЕ ПОТЕНЦИАЛЫ МОЗГА ДЛЯ АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСОВ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов	344
СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ, ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА ТУРБУЛЕНТНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА ПОСЛЕ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА НА ОСНОВЕ КАРДИОДАТЧИКА HEARTYRATCH	
Д. В. Журавлёв, Я. Ю. Шестакова	351

СЛЕПАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ OFDM - ППРЧ	
В. Г. Карташевский, А. С. Сазонов, Е. С. Семенов	359
СОЗДАНИЕ РЕТРАНСЛЯТОРОВ РАДИОКАНАЛОВ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СЕМЕЙСТВА «КОВРОВЕЦ-01»	
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин	370
СПОСОБ РАЦИОНАЛЬНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В КАНАЛАХ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	
А. Н. Новиков	380
СПОСОБЫ ПОНИЖЕНИЯ УРОВНЯ «ПОЛКИ» В ПРОСТРАНСТВЕННО-ОБЪЕДИНЕННЫХ КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЯХ	
Д. Ю. Бухан, А. А. Дягилев, А. С. Кобзев, Г. Б. Сидельников, А. А. Юрьева	386
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов	390
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ	
А. А. Калининский, В. И. Парfenов	398
СУЩЕСТВУЮЩИЕ ПРАКТИКИ, МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ОЦЕНКИ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ, ВКЛЮЧАЯ БЕСПИЛОТНЫЕ АВИАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ	
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин	405
ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ	
В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д. А. Кошелев, М. Г. Шульгин	416
УПРОЩЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ ЭФФЕКТА ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ В ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС	
Г. Б. Сидельников	419
ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЛЧМ КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ	
Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, М. А. Ханина	427

Том 2

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

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАЗРЫВНОГО РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

М. Б. Беспалова, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов.....1

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАЗРЫВНОГО РАДИОИМПУЛЬСА И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

М. Б. Беспалова, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов.....11

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ

В. К. Ключко20

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АЛГОРИТМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЛОКАТОРЕ С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ

Г. Л. Павлов, А. Ю. Перов, В. Б. Сучков29

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА И ФОНА

В. Н. Верещагин, Ю. Э. Корчагин.....39

МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ОШИБКИ В ОЦЕНКЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТЕЛЕВИЗИОННОМ МОНОХРОМНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

М. В. Доскалов.....50

МОДЕЛЬ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО РАЗРЕШЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КАДРА ПО КРИТЕРИЮ МИНИМИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ СЪЕМКИ РАЙОНА

М. В. Доскалов, И. А. Ковтун.....54

РАСПОЗНОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ, В ТОМ ЧИСЛЕ, БЕСПИЛОТНЫХ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ, НА ОСНОВЕ БИБЛИОТЕК OPENCV И ОДНОПЛАТНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ

Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, М. Э. Мироненко.....60

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО СИСТЕМЕ АЛГОРИТМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА БОРЬБЫ С МАЛОГАБАРИТНЫМИ БПЛА

Д. С. Качанов, Р. Е. Меркулов, В. В. Плеве, А. В. Силонцев.....69

СЕГМЕНТАЦИЯ МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ	
Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов	75
 СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ	
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин.....	81
 Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь.	
Спутниковые системы связи и передачи информации.	
 АДАПТИВНЫЙ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ	
С. В. Овсянников	84
 АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ВЫБРАННЫХ КРИТЕРИЕВ	
Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский	91
 АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ЛОГНОРМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ	
В. А. Зизевский, С. М. Одоевский, М. И. Рафальская.....	96
 ВЛИЯНИЕ ИНТЕРВАЛА ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ КАНАЛА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ МИМО	
Н. В. Карпенко, Н. В. Киселев, В. Е.トイскин, В. А. Цимбал	106
 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО РАДИОКАНАЛУ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЗЛОУМЫШЛЕННИКА	
Г. С. Мартюшев, Д. С. Махов, А. В. Шумбар	115
 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ФНЧ ПЕРЕДАТЧИКА РЕЧИ НА БИТОВУЮ ОШИБКУ ПРИЕМА И ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ	
А. С. Марков	120
 ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕРМИНАЛОВ ОСНОД САМОЛЁТОВ ОПЕРАТИВНО-ТАКТИЧЕСКОЙ АВИАЦИИ ПРИ СОВМЕСТНОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ НЕСКОЛЬКИХ ГРУПП АБОНЕНТОВ В ОБЩЕЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ	
А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров.....	130

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФОРМЫ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА АНТЕННЫ СПУТНИКА-РЕТРАНСЛЯТОРА ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ	
К. М. Занин.....	136
МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСКАЖЕННЫХ СООБЩЕНИЙ	
М. С. Амиръян, М. И. Андрейченко	143
МЕТОД ВЫЯВЛЕНИЯ ПРОТОКОЛЬНЫХ БЛОКОВ ДАННЫХ КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ	
А. В. Кудрин.....	148
МЕТОДИКА АДАПТАЦИИ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНОГО РАЗЛИЧИТЕЛЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ	
С. В. Овсянников	158
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНОГО БЛОЧНОГО МНОГОУРОВНЕВОГО КОДА С НИЗКОЙ СЛОЖНОСТЬЮ ДЕКОДИРОВАНИЯ	
И. В. Остроумов, И. В. Свиридова, М. В. Хорошайлова	163
МЕТОДИКА ПРИЕМА И ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С КОМПЕНСАЦИЕЙ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ	
М. С. Иванов, А. В. Леньшин, А. Д. Стрельников.....	168
МЕТОДИКА СОВМЕСТНОГО КОДИРОВАНИЯ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ	
М. В. Хорошайлова	181
МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ ДИАГНОСТИКИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ	
О. А. Кудрявцев	187
МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ЗАЩИТОЙ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ	
О. А. Кудрявцев	193
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ	
А. С. Коротков, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин	199

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРА ЗАГОЛОВКА ПРОПРИЕТАРНОГО ПРОТОКОЛА КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ОЦЕНИВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭНТРОПИИ КАДРОВ В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	
А. Г. Крылов, В. В. Кузьмин, К. В. Семенов.....	209
ОСОБЕННОСТИ СОЗДАНИЯ АКТИВНЫХ ПОМЕХ КАНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	
М. Н. Ирмагамбетов, Н. С. Калина, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин	219
ОСОБЕННОСТИ УСТРАНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ПЕТЛИ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ДЛЯ БОРТОВЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ	
Н. С. Грицак, Н. М. Тихомиров.....	229
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ С АДАПТИВНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ ОПТИМИЗИРОВАННЫХ ПОМЕХ	
В. О. Ключников, С. М. Одоевский, Р. С. Султанов	238
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА В ПРИНИМАЕМОМ СИГНАЛЕ	
А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопалов.....	248
ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ	
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин	258
ПОДХОД К ОЦЕНИВАНИЮ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	
А. В. Писной	261
ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ И БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМ БИОМЕТРИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ	
А. В. Пономарев, А. П. Чернышов, Д. С. Юдаков.....	266
ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ И КАЧЕСТВА СВЯЗИ	
Д. С. Мацокин, А. А. Калинин, А. А. Пирогов, М. А. Ромашенко, А. Г. Халдобин.....	272
ПРОБЛЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ СВЯЗИ БПЛА	
С. Д. Гончаренко, А. В. Останков	277

ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С КОРОТКИМ ЖИЗНЕННЫМ ЦИКЛОМ	
А. А. Бречко	284
РАДИОСИСТЕМА С ФИКСИРОВАННОЙ ДАЛЬНОСТЬЮ ДЕЙСТВИЯ НА ОСНОВЕ ВОЛН С НЕНУЛЕВЫМ ОРБИТАЛЬНЫМ УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ	
Ю. М. Мелёшин	288
РАЗРАБОТКА АСИНХРОННОГО ИНТЕРФЕЙСА МОЗГ-КОМПЬЮТЕР НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Р. М. Саминов	293
РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ РЕГИСТРАЦИИ ЭЭГ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Д. А. Кисленков	298
РАСШИРЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ БОРТОВОЙ РАДИОСТАНЦИИ УКВ ДИАПАЗОНА С УСТРОЙСТВОМ СЕЛЕКТИВНОГО ВЫЗОВА НА ОСНОВЕ ШИФРОВАНИЯ КОДАМИ ГОППЫ	
В. В. Лебедев, А. Д. Стрельников	306
СИГНАЛ СИНХРОНИЗАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЙ В ЦИФРОВЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ И ОБОРУДОВАНИИ	
К. А. Батенков	315
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СПУТНИКОВЫМИ СЕТЯМИ С ЭЛЕМЕНТАМИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА	
О. А. Симонина, А. Д. Скорик	319
СПОСОБ УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ УКВ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ OFDM СИГНАЛОВ	
А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров	328
СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОСТИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ	
Е. О. Лепешкин, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, И. С. Черных	332
УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ СИСТЕМА ДЕШИФРОВАНИЯ КЛЮЧЕЙ	
ШИФРОВАНИЯ	
В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов	341
УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ФОТОНИКИ	
Б. А. Бараболя	345

ФОРМИРОВАНИЕ МЕТРИКИ СВЕТОВОГО ПУТИ В СОВРЕМЕННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ СВЯЗИ

А. П. Бойко 352

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

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА АТМОСФЕРНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ OFDM-ТИПА В ТУРБУЛЕНТНОМ КАНАЛЕ

Р. П. Краснов 358

АНАЛИЗ СИГНАЛА ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ЦЕЛЬЮ КЛАССИФИКАЦИИ И РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ

Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова 363

МАКЕТ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ КАДРА СКАНИРОВАНИЯ

Е. А. Антонов, И. Е. Гусаров, А. И. Калугин 368

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ

Д. А. Кравчук 375

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛЮКОЗЫ В КРОВИ IN-VIVO.

Д. А. Кравчук, А. С. Остриков 380

УВЕЛИЧЕНИЕ ВРЕМЕНИ РАБОТЫ ЛАЗЕРНОЙ УСТАНОВКИ МОНИТОРИНГА ЗАГРЯЗНЕНИЙ АКВАТОРИЙ ВОДОЕМОВ МИКРОПЛАСТИКОМ

В. А. Алексеев, М. Р. Зарипов 383

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

АКТИВНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ДИАГРАММОБРАЗУЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И НЕСИММЕТРИЧНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ВИВАЛЬДИ

Д. К. Проскурин 391

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МОДЕЛЕЙ ДВИЖЕНИЯ МАНЕВРЕННЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ

Н. С. Чичкин 395

ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИЕМНИКА НА СИГНАЛЬНУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ПРИ ПРИЕМЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА Г. А. Бакаева.....	405
ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТЕООСАДКОВ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ РАВНОУДАЛЁННЫМИ ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ РАДИОВОЛНАМИ Д. К. Берестин, Е. Л. Шошин.....	411
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЗАКОНА ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ПОТЕНЦИАЛЬНУЮ ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ А. А. Тарасенков, А. А. Монаков	421
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТА АДАПТИВНОЙ ФАР И ПРОХОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ ДЛЯ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ БОРТОВОГО БАЗИРОВАНИЯ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Прокурин, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев.....	429
К ВОПРОСУ О СНИЖЕНИИ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С АФАР Н. А. Кушнерев, Д. О. Попов, М. В. Родин	436
ОБ УСЛОВИЯХ СУЩЕСТВОВАНИЯ РЕШЕНИЯ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ТРЕМ РЕПЕРНЫМ ТОЧКАМ ПРИ ПОМОЩИ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОГО МЕТОДА М. С. Иванова, Л. А. Минин, С. Н. Ушаков	442

Том 3

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

ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ НА ДАЛЬНОСТНО-СКОРОСТНЫХ ПОРТРЕТАХ РАДИОЛОКАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННОЙ СЕТИ	1
В. Ю. Нестеров, А. А. Тучков, Н. И. Чиков.....	1
ОПТИМИЗАЦИЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ПРИ РАЗЛИЧНОМ УРОВНЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ВЫПОЛНЯЕМЫХ ОПЕРАЦИЙ	12
О. А. Лыкова, С. А. Мочалов.....	12
ОПЫТ УПРОЩЕНИЯ КОНСТРУКЦИИ И УДЕШЕВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ БПЛА	20
В. К. Цветков.....	20
ОЦЕНКА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОРИЕНТАЦИИ СЕКЦИЙ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА	26
Д. С. Федоров.....	26
ПОВЫШЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	34
К. Н. Чугай	34
ПОМЕХОУСТОЙЧИВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ВЗАИМНЫМ ВЛИЯНИЕМ И ОПТИМИЗАЦИЕЙ НАГРУЗОЧНЫХ ИМПЕДАНСОВ	41
М. В. Грачев, Е. А. Клименцова	41
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ТРАЕКТОРИЙ	48
А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков	48
ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РАЗРАБОТКЕ АДАПТИВНОГО К УСЛОВИЯМ НАБЛЮДЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ	53
Е. Н. Буйлов, А. С. Солонар.....	53
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ	63
Т. К. Анфиногентова, Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин	63

РАЗРЕШЕНИЕ ДВУХ ТОЧЕЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ С ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ	
А. А. Монаков	67
РАССЕЯНИЕ ПЛОСКОЙ НЕГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ КЛИНЕ	
А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....	75
РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ТРАЕКТОРИЙ	
А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков	84
СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	
С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов, А. С. Храменков, В. Г. Чиграй.....	92
ЦИФРОВЫЕ ДВОЙНИКИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТОВ	
Е. С. Емельянов, А. О. Кирьянов.....	100
Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.	
Гидроакустика. Системы наведения.	
АДАПТИВНЫЙ МЕТОД ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В НЕРЕГУЛЯРНОМ ВОЛНОВОДЕ	
В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец	109
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА ПО ДАННЫМ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МЭМС-МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ВЫЯВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ УЧАСТКОВ ЕГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ТРАЕКТОРИИ	
О. О. Лободинова.....	114
ВЛИЯНИЕ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВОС-СИГНАЛОВ	
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов	124
ВОЗМОЖНОСТЬ ОЦЕНКИ ГЛУБИНЫ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В МЕЛКОВОДНОМ ВОЛНОВОДЕ	
С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко, В. М. Кузькин, А. С. Переселков.....	134
ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ	
В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....	142

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ЗАГРУБЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ. П. Д. Коратаев, Д. С. Крыгин, В. В. Неровный, А. Р. Храбров.....	147
МЕТОД ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОДВОДНОГО ГЛАЙДЕРА И. М. Косенко, В. М. Кузькин, А. Ю. Малыхин, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец	153
МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ ПЛОТНОЙ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ А. Е. Макаров, И. В. Рябов.....	161
МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-УДАРНОГО КОНТУРА ЗА СЧЕТ ВНЕДРЕНИЯ В НЕГО СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ А. В. Коровин, А. А. Курносов.....	167
МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В ПЛОТНОМ СПЕКТРЕ РАДИОСИГНАЛОВ М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин	173
МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ ГЕОЛОКАЦИИ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАЗНОСТНО-СКОРОСТНОГО МЕТОДА В. В. Адиатулин, Е. С. Антонышев, В. А. Кульпин, Р. Р. Саниев	178
О МЕТОДЕ ГРУППОВОЙ НАВИГАЦИИ С ЛИДЕРОМ В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, А. Ф. Щербатюк.....	191
ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов	197
ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОНФИГУРАЦИИ СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С ПОМОЩЬЮ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА И. Ю. Еремеев, К. А. Неретина, В. В. Печурин.....	205
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОШИБОК ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ТОЧНОСТЬ КООРДИНАТОМЕТРИИ УПРАВЛЯЕМЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ Ю. Л. Козирацкий, Р. Г. Хильченко, Е. М. Шутько.....	213

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РАБОТЫ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ, ПРИМЕНЯЮЩИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин	223
ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ АВИАЦИИ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКИХ СИЛ А. В. Коровин, Н. И. Костыркин, Д. А. Устюжанин.....	229
РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЙ НА ПАССИВНЫЙ РАДИОМАЯК С ЗАДАННЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ РАССЕЯНИЯ В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков	232
РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗНОСТНО- ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИРИ В ББ И. О. Смольняков, А. Ю. Трушинский, И. О. Щипачкин.....	237
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА А. В. Коровин, Д. А. Устюжанин	244
СРАВНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ ПРИ ПОИСКЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ Н. А. Неровная, В. В. Неровный, В. С. Радько, В. В. Филоненко.....	251
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ МВОС-СИГНАЛОВ П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный, П. С. Облов.....	257
СЦЕНАРИИ РОЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ А. А. Васильченко	267
УЛУЧШЕНИЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ УСТРОЙСТВА ДЛЯ РАБОТЫ С ГЛОБАЛЬНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ СПУТНИКОВЫМИ СИСТЕМАМИ В. Б. Васильчук, Т. Ю. Урывская	274
УМЕНЬШЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ Д. А. Киселев, П. Д. Коратаев, В. В. Неровный	278
ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....	282

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

ВЛИЯНИЕ ГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Т. Т. Доан, П. А. Трифонов 290

МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА С ИЗМЕНЯЕМОЙ ФОРМОЙ СКИ

А. М. Бобрешов, А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков 298

ОДНОВРЕМЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДВУХ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКА МЕТОДОМ МИНИМИЗАЦИИ КВАДРАТА НОРМЫ НЕВЯЗКИ

А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков 303

СОВРЕМЕННЫЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин 314

УВЕЛИЧЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВУХТАКТНЫХ ОБОСТРИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ НА ДИОДАХ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА С ПРИМЕНЕНИЕМ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО ЗАПИРАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

М. А. Назаров, Э. В. Семенов 317

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

АКТИВНАЯ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И ПАТЧ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Д. К. Проскурин 323

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА ВОЗБУЖДАЮЩЕГО ПОЛЯ НА ОСЕВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ

А. А. Волков 330

АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ БЕЗ ЭФФЕКТА НОРМАЛИ

А. В. Останков, Е. Г. Хрипунов, А. Ю. Чернышев 336

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ЧАСТОТНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

А. Я. Авраменко, В. Ю. Волков 346

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ДВУХЗАХОДНЫХ СПИРАЛЕЙ АРХИМЕДА, КОТОРЫЕ ВОЗБУЖДАЮТСЯ ШТЫРЯМИ СВЯЗИ, ПОГРУЖЕННЫМИ В ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ВОЛНОВОД

Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, В. А. Пендюрин, К. С. Сафонов 357

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ КРУГЛЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ФАЗИРУЮЩИМИ ПЛАСТИНАМИ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....	367
АНТЕННАЯ СИСТЕМА С КОММУТАЦИОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ КОНЦЕНТРИЧЕСКИХ КОЛЕЦ И ТЕМ-РУПОРА С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В РАДИАЛЬНОМ НАПРАВЛЕНИИ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов	379
ВАРИАНТ СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В. В. Ковалевская, Ю. Г. Хренова, А. Ю. Чернышев, Н. Н. Щетинин	386
ВАРИАЦИИ НАПРАВЛЕННЫХ И КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ, ВЫЗВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫМ СМЕЩЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ Т. К.. Артёмова, Б. Э. Назаренко	392
ВЕРОЯТНОСТЬ ПРОСТОЯ В МИМО СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАЗЛИЧНЫМИ ПРОСТРАНСТВЕННЫМИ СТРУКТУРАМИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ Т. В. Нгуен, Ю. Н. Паршин.....	400
ВИБРАТОРНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ДВУМЯ ОРТОГОНАЛЬНЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ Д. К. Проскурин.....	408
ВЛИЯНИЕ КОНФИГУРАЦИИ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ПЛОЩАДЬ ПОКРЫТИЯ И ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ В 5G В. С. Чернов	416
ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРА ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ ПОГРЕШНОСТЯХ РЕАЛИЗАЦИИ ФОКУСИРУЮЩЕГО ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И. П. Громов, О. В. Потапова	423
ВЛИЯНИЕ ЧАСТИЧНОГО СОЛНЕЧНОГО ЗАТМЕНИЯ 25 ОКТЯБРЯ 2022 Г. НА МАКСИМАЛЬНО НАБЛЮДАЕМУЮ ЧАСТОТУ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДОЛГОТНЫХ ТРАСС СРЕДНЕЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ Г. Г. Вертоградов	427
ВЫБОР ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ МИ-МИО Е. В. Аверина, А. Ю. Лафицкий, К. В. Смусева.....	435

Том 4

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

ВЫСОКОНАПРАВЛЕННАЯ ЛИНЕЙНАЯ ПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ	
Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, Ю. Г. Пастернак.....	1
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАСОЛЕННЫХ ПОЧВ	
С. А. Варнаков, С. В. Кривальцевич, А. О. Никифорова, А. С. Ященко.....	11
ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ УКВ-СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН	
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков.....	16
ИНТЕГРАЦИЯ ОДНОРОДНОЙ ПОЛУСФЕРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ И ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ	
С. И. Деревянкин, А. В. Останков	22
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРГАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ В КАЧЕСТВЕ ВОЗМОЖНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ ПАТЧ-АНТЕНН	
Н. А. Болдырев, А. В. Колсовский, А. С. Мазинов, А. В. Старосек, Д. К. Цапик	28
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ВДОЛЬ ПРОВОДНИКОВ ПРИЗЕМНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕНН ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН	
С. А. Варнаков, Ю. А. Костычов, С. В. Кривальцевич, А. С. Ященко	33
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИНУСОИДАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МАЛЫХ ВОЛНОВЫХ РАЗМЕРОВ	
В. Ю. Зондаи, Д. П. Табаков	38
ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СОСТАВА И ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫХ СИСТЕМ С ЭКРАНАМИ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕНН	
А. Л. Бузов, М. А. Бузова, Н. А. Носов, А. В. Шляхов	47
КОНСТРУКЦИЯ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА С ТЕМ- ВОЛНОЙ И ОСНОВНОЙ МАГНИТНОЙ ВОЛНОЙ ВОЛНОВОДНОГО ТИПА Н10 МОБИЛЬНОГО ТЕРМИНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ КИ-ДИАПАЗОНА	
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендиорин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....	53

КРУГЛАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ФИЛЬТР-АНТЕННА С ЛЕВОЙ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ	
М. С. Михайлов, Ф. Хабиб Раммах	59
ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ПИТАЕМАЯ С ПОМОЩЬЮ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ	
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....	66
МАСШТАБИРУЕМАЯ СИСТЕМА ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК	
В. В. Задорожный	75
МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ ПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ШАРЕ	
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, А. И. Половинкин, Ю. В. Соколова, И. В. Сушко, Д. С. Федоров ..	84
МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СПЕКТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГРУНТА НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ КОМПОНЕНТОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ОТРЕЗКОВ ЛИНИЙ, ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННЫХ ИССЛЕДУЕМЫМ ВЕЩЕСТВОМ	
П. П. Бобров, Ю. А. Костычов.....	89
МИНИАТЮРИЗАЦИЯ УКВ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПРИ ПОМОЩИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИИ	
А. Ю. Болгов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков	97
МНОГОЛУЧЕВАЯ МИМО АНТЕННАЯ СИСТЕМА ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОГО ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА	
Д. К. Проскурин.....	101
МОДЕЛИРОВАНИЕ КРЕСТООБРАЗНОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ	
В. П. Васильев, П. С. Арчаков, А. В. Иванов, М. А. Облогин, Д. А. Ницак	107
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН СО СНИЖЕНИЕМ ВЗАЙМНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ РАЗВЯЗКИ	
В. Е. Кутепов, И. В. Пешков	115
МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ ГАУССОВА ПУЧКА НА НЕСФЕРИЧЕСКИХ ЧАСТИЦАХ	
К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....	123
ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ КОММУТИРУЕМЫХ КАНАЛОВ МЭМС ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ	
А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....	130

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ АНТЕННЫ BOW-TIE ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КАНАЛА СВЯЗИ С БПЛА	
Е. А. Ищенко, С. М. Федоров	137
ОСОБЕННОСТИ И СПЕЦИФИКА СОЗДАНИЯ 3D ОСЛАБЛЯЮЩИХ СТРУКТУР ГИГАГЕРЦЕВОГО ДИАПАЗОНА	
М. И. Аметов, Р. Г. Губайдуллин, А. С. Мазинов	145
ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ИСПОЛНЕНИЯ БЛОКОВ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДКМВ ДИАПАЗОНА	
Д. Х. Варэс, И. Ю. Хлопушин.....	150
ОСОБЕННОСТИ УЧЕТА ЭФФЕКТОВ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СИСТЕМАХ MASSIVE-МИМО	
О. В. Бажанова, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	158
ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ И ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ OFDM СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ МИМО	
И. Д. Веселов, И. В. Житков, К. А. Неретина.....	168
ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ШУМОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ	
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров	177
ПАРАМЕТРЫ УЧАСТКА, СУЩЕСТВЕННОГО ПРИ ФОРМИРОВАНИИ РАДИОВОЛНЫ, ОТРАЖЁННОЙ ОТ ГЛАДКОЙ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ	
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	184
ПАТЧ-ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ДВУХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПОЛЯРИЗАЦИЯХ	
Д. К. Проскурин.....	192
ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ И СКОРОСТИ ПОЛНОГО ЦИКЛА ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЕЧАТНЫХ АНТЕНН С ПРИМЕНЕНИЕМ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ	
А. М. Безрукавый, И. С. Бобылкин, Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, С. М. Федоров.....	202
ПОСТРОЕНИЕ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ СОЛНЕЧНЫХ ПАНЕЛЕЙ	
И. С. Бобылкин, А. В. Володько, Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров	212
РАЗРАБОТКА АНТЕННЫ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ GPS И ГЛОНАСС	
А. Дайуб, А. А. Комаров	219

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛАНАРНОЙ АНТЕННЫ С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ МЕХАНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Прокурик, Н. Б. Смольянов	225
РАЗРАБОТКА ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФАР НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОГО МОСТА С УПРАВЛЯЕМЫМИ ЕМКОСТНЫМИ НАГРУЗКАМИ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Д. К. Прокурик, К. С. Сафонов.....	231
РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПАКТНОЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ БПЛА НА ОСНОВЕ АНТЕНН УДА-ЯГИ С ЕДИНЫМ КОНТУРОМ РЕФЛЕКТОРА Е. А. Ищенко, С. М. Федоров, В. Ю. Шафоростова	241
РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЛУЧЕВЫХ ТРАЕКТОРИЙ В ПЛАВНО-НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ В. В. Ахияров	250
РЕКОНФИГУРИУЕМАЯ ПЛАЗМЕННАЯ АНТЕННА С КРУГОВЫМ РЕФЛЕКТОРОМ И. А. Баранников, С. М. Фёдоров.....	258
РОЛЬ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В РАЗВИТИИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ БЕСПИЛОТНИКОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ТАНКОВ Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, И. А. Сафонов, С. М. Федоров	265
СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ ОСНОВАННЫХ НА ЛИНЗЕ ЛЮНЕБЕРГА Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Прокурик, Н. Б. Смольянов	272
СПОСОБ ПЕЛЕНГАЦИИ ПО СОВПАДЕНИЮ НУЛЕЙ МНОЖЕСТВА ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ Л. В. Винник, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий	278
СПОСОБ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ОРИЕНТАЦИИ ГЛАВНОГО ЛУЧА В. Г. Денисенко, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, Н. С. Скворцова, В. В. Шацкий	288
СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ИСТРЕБИТЕЛЕЙ ЧЕТВЕРТОГО И ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ А. В. Володько, Е. А. Ищенко, Д. К. Прокурик, С. М. Федоров.....	298
СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С АСИММЕТРИЧНЫМИ КРЕСТООБРАЗНЫМИ АППЕРТУРАМИ В. А. Киркица, В. В. Комаров.....	305
ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ СЕГМЕНТНО-ПАРАБОЛИЧЕСКИХ АНТЕНН С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ КЛИНЬЯМИ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Прокурик, К. С. Сафонов.....	309

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫСОКОНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С БПЛА НА ОСНОВЕ ТЕМ-РУПОРА	
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров.....	320
ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПИРАЛЕВИДНОЙ ТРЕУГОЛЬНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ОСЛАБЛЕНИЕ ПАДАЮЩЕЙ ВОЛНЫ	
Н. А. Болдырев, Е. В. Григорьев, А. С. Мазинов, М. М. Падалинский, И. Ш. Фитаев.....	327
ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ВОЛНОВОДНОГО СТУПЕНЧАТОГО ПЕРЕХОДА	
В. В. Комаров, А. А. Шомин.....	331
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАЛООТРАЖАЮЩЕЙ СПИРАЛЕВИДНОЙ МЕТАСТРУКТУРЫ В ДИАПАЗОНЕ 2,4 - 4,2 ГГЦ	
Н. А. Болдырев, В. М. Васильченко, А. С. Мазинов, Д. А. Полетаев, И. В. Юрать.....	335
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИХОДА СИГНАЛОВ В ИОНОСФЕРНОМ КАНАЛЕ	
М. В. Кныш, С. Н. Разиньков.....	339
ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК	
1. ОДНОМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ	
В. В. Ахияров	346
ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК	
2. ДВУМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ	
В. В. Ахияров	354
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ	
Х. В. Нгуен, А. Ю. Паршин	361
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость.	
Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.	
СИНТЕЗ МАРШРУТОВ МАЛОВЫСОТНОГО ПОЛЕТА АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ	
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, Д. Ю. Цуркан	367
АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ	
К. В. Никульшин, А. А. Тишковский.....	375
АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ РАССЕИВАНИЯ МИ	
В. В. Глотов, К. А. Зубцов.....	381

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ НА ПРИМЕРЕ ОБРАТНОХОДОВОГО AC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ А. В. Гудков, М. А. Ромащенко	386
КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА НА ФОНЕ КОМПЛЕКСА УЗКОПОЛОСНОЙ И ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ПОМЕХ Б. К. Выонг, Ю. Н. Паршин	392
МЕТОДИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КОДОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ Е. Е. Новикова.....	401
НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ ПО ДАЛЬНОСТИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ Э. А. Кирсанов	407
ОБЗОР СПОСОБОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСТРОЙСТВ С ЭЛЕКТРОПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧАСТОТОЙ 50/60 ГЦ НАПРЯЖЕНИЕМ 380 В И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чаусова.....	413
ОПТИЧЕСКИ ПРОЗРАЧНЫЕ ЭКРАНЫ СВЧ ДИАПАЗОНА С ШИРОКОПОЛОСНЫМ ЭФФЕКТОМ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ ПОМОЩИ САМООРГАНИЗАЦИИ А. С. Воронин, И. В. Говорун, И. А. Дамарацкий, М. О. Макеев, П. А. Михалёв, Ю. В. Фадеев, С. В. Хартов	418
ОРГАНИЗАЦИЯ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БОРТОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ «КОВРОВЕЦ-01» П. А. Замятин	424
ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПИТАНИЯ МОДУЛЕЙ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ Д. В. Васильченко, М. А. Ромащенко, Д. А. Чученков.....	435
ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К ПОДАВЛЕНИЮ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМИ АППАРАТАМИ Д. В. Васильченко, Г. П. Золкин, М. А. Ромащенко	439
ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ НАЗЕМНЫХ И ВОЗДУШНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ Д. В. Васильченко, М. А. Ромащенко, Р. С. Сухомлинов	444

Том 5

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

ОСОБЕННОСТИ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НАНОТОЛЩИННЫМИ ПЛЕНКАМИ ПЕРМАЛЛОЯ	
С. А. Вызулин	1
ОЦЕНКА ВОЗДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ НА КАНАЛ РАДИОСВЯЗИ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ	
Д. М. Наасо, А. А. Пономарев, В. В. Севидов, С. С. Тихонов.....	9
ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТОИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ПРИЁМА НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ АКУСТИЧЕСКОЙ КОЛОНКИ	
А. В. Бердышев, А. Ф. Петигин, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых	12
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В НЕКОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ ПРИЕМА МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ С УМЕНЬШЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ	
В. В. Неровный, В. С. Радько, В. В. Филоненко, В. В. Цитиридис.....	23
ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СНЧ ДИАПАЗОНА	
Ю. В. Коновалова	29
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПОДНЕСУЩИХ НА ФОНЕ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ	
Е. Р. Антиценский, А. А. Волков, К. Ю. Ложкин	34
ПРЕОДОЛЕНИЕ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛА СВЯЗИ С БПЛА	
Е. Е. Комиссаров, А. В. Подзоров	41
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА НЕЧЁТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТИ ВСКРЫТИЯ ОБЪЕКТА РАЗВЕДКИ	
А. А. Петроченко, К. Н. Чугай.....	47
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В ЗАДАЧАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС	
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромашенко.....	54

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СОПРЯЖЕНИЯ И СИНХРОНИЗАЦИИ СРЕДСТВ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ	
Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова	60
РАСШИРЕНИЕ МОДЕЛИ СЛОЖНОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОНФЛИКТА	
В. А. Головской.....	63
РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПОСОБОВ МОДУЛЯЦИИ И КОДИРОВАНИЯ ДАННЫХ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛУ СВЯЗИ СНЧ ДИАПАЗОНА	
Ю. В. Коновалова	69
РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО СПОСОБА СЕЛЕКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С ОБЪЕМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ	
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко	76
СУЩЕСТВУЮЩИЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ	
В. В. Глотов, А. И. Зимин, К. А. Зубцов	83
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.	
АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА НА ВСТРЕЧНЫХ ШПИЛЬКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ	
Д. В. Григорьев, Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, М. Л. Шихалов	90
ВЛИЯНИЕ ПОЭЛЕМЕНТНОГО ПРИВЕДЕНИЯ К СТАНДАРТНОМУ РЯДУ НОМИНАЛОВ ЗНАЧЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТЕЙ И ЕМКОСТЕЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ	
А. В. Гречишкін, Л. Э. Черноиванов.....	96
ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНТЕГРАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ УЗКОПОЛОСНОСТИ	
В. Д. Захарченко	105
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ R-ФУНКЦИЙ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТРАЖАЮЩИХ И ОМИЧЕСКИХ ГРАНИЦ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА МОНТЕ КАРЛО	
К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко, К. А. Прохоров, Г. К. Усков.....	109

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С НЕЛИНЕЙНЫМ КОЛЬЦОМ ФАПЧ	
А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов	119
ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО НАВЕДЕНИЯ НА ВОЗДУШНУЮ ЦЕЛЬ	
А. В. Володько, Д. К. Проскурин, С. О. Распопов, А. П. Тихонов, А. С. Тупицина	127
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ	
А. А. Васильченко	133
МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗМОЖНЫХ ВАРИАНТОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И ИХ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	
А. Н. Новиков, И. М. Полубояров.....	139
МИНИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ НАПРАВЛЕННЫХ ПЕЧАТНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН, РАБОТАЮЩИХ НА ЧАСТОТЕ 2.4 ГГЦ ДЛЯ УСТАНОВКИ НА БПЛА	
А. А. Моисеенко	149
МИНИМИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСОВЫХ LC-ФИЛЬТРАХ	
И. В. Забегайло	155
НЕЙРОСЕТЕВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ БВС НА ОСНОВЕ РАДИОЧАСТОТНЫХ ДАННЫХ	
С. Б. Брюков, М. А. Калиниченко, А. И. Кондратьева, А. В. Пименов, О. В. Струков, Е. С. Янакова.....	161
ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ 802.16E	
В. А. Козьмин, А. Б. Токарев, И. С. Фаустов	171
ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА КЕРАМИКЕ ТИПА СКМ	
Ю. И. Егошин, Т. С. Тимошенко, А. А. Тюменцева.....	180
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НА КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ ШЛЕЙФОВЫХ РАЗВЕТВЛЕНИЙ СВЧ-УСТРОЙСТВА НА СВЯЗАННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СЛОЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО У БОКОВОЙ СТЕНКИ ЕГО ВТОРИЧНОГО КАНАЛА	
А. А. Скворцов.....	184

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК» А. А. Головков, В. А. Головков	188
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК- НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ» А. А. Головков, В. А. Головков	200
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК» А. А. Головков, В. А. Головков	211
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК - НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ» А. А. Головков, В. А. Головков	223
ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПУТЕМ МИНИМИЗАЦИИ ПУСТОТ В ПАЯНЫХ СОЕДИНЕНИЯХ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ С. А. Проценко, Е. В. Турецкая, А. В. Турецкий	238
ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ВРЕМЕНИ АВТОНОМНОЙ РАБОТЫ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ КОМПЛЕКСОВ НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С РАДИОАКТИВНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ М. А. Банкетов, И. А. Сафонов	245
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И. А. Арзамасцев, А. А. Берлев, А. В. Гречишким, С. В. Перова, Д. Н. Рахманин	250
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ ВЧ/СВЧ ДИАПАЗОНА Ю. И. Егошин, Т. С. Тимошенко, А. А. Тюменцева.....	260
РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ С УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В ВЕРХНИХ СЛОЯХ СТРАТОСФЕРЫ О. В. Бойко, Н. Д. Клоков, А. С. Костюков, Д. В. Мязин, А. С. Нетяга	264
РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ УСКОРЕННОГО РЕЖИМА СИНТЕЗАТОРА С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ А. В. Ленышин, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов.....	270

СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ ДВУХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКОВ НА ОДНУ АНТЕННУ	
И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чausова	282
СПОСОБ ОБУЧЕНИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ТИПА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА	
И. А. Зиборов	287
СТРУКТУРА МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СОЕДИНЕНИЯ УСЛОВИЯМ ЕЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ	
В. В. Кизилов, И. А. Ковтун	294
УСКОРЕНИЕ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ПОСТОЯННЫМИ ВРЕМЕНИ ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА	
А. В. Леньшин, С. А. Попов, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров.....	298
Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.	
АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПО ОБНАРУЖЕНИЮ ВРЕДОНОСНОЙ АКТИВНОСТИ В СООТВЕТСТВИИ С БАЗОЙ ЗНАНИЙ О ТАКТИКАХ И ТЕХНИКАХ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОВ MITRE ATT&CK	
В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов	308
АНАЛИЗ УПРАВЛЕНИЯ АВИАЦИОННЫМИ ПРОТИВООБЛЕДЕНИТЕЛЬНЫМИ СИСТЕМАМИ	
А. В. Мефедов, А. И. Хахин, М. С. Шишкун	318
АСИНХРОННЫЙ ИНТЕРФЕЙС «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР» ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ И КОМПЛЕКСАМИ	
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко	323
ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ВОЙСКАМИ	
Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова.....	327
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЧЕТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ	
В. А. Дроговоз.....	334
НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К ЧАСТОТНОМУ ПЛАНИРОВАНИЮ В СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТАХ	
А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко, А. А. Тарабанько	344

О ВЫЧИСЛИМОСТИ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ ГРАФОВОЙ МОДЕЛИ КOGНИТИВНОЙ РАДИОСИСТЕМЫ B. A. Головской	355
О ПРИМЕНЕНИИ КОМПЛЕКСНОГО ПОДХОДА К СРАВНИТЕЛЬНОМУ АНАЛИЗУ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ B. C. Артамонов	361
О РАЗРАБОТКЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО КЛАССИФИКАТОРА ВИДА ПОМЕХ ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО A. N. Голубинский, N. M. Рябков.....	369
ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ ДИФФУЗИОННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ M. B. Ронкин, A. A. Толстых	376
ОТБОР ПРИЗНАКОВ В ЗАДАЧАХ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ Д. И. Беликов, A. A. Сапрыкин	383
ОЦЕНКА МЕР БЕЗОПАСНОСТИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫМИ ДОКУМЕНТАМИ B. B. Кунакбаев, C. B. Яковлев, K. B. Яцук.....	391
ПОДДЕРЖКА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ УПРАВЛЕНИИ РАДИОЧАСТОТНЫМ РЕСУРСОМ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ Д. Е. Зачатейский, M. P. Зубков, D. B. Сысоев.....	396
РАЗВИТИЕ ОНТОЛОГИИ ПРОЦЕССНОЙ ОСНОВЫ СОЗДАНИЯ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ C. B. Козлов.....	403
СПОСОБ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО И. P. Боделан, M. B. Крылова, A. N. Новиков, B. A. Щербаков	412
СПОСОБЫ ПРЕАДАПТАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ К ДИНАМИЧЕСКИ МЕНЯЮЩИМСЯ УСЛОВИЯМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ Б. M. Попов	417
ТЕХНОЛОГИЯ «ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» - ПЕРСПЕКТИВНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО СЕРВИСА Н. Ф. Бух-Винер, B. A. Карпенко, Ю. A. Тамм	423

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАЗРЫВНОГО РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов, М. Б. Беспалова

ФГБОУ ВО «ВГУ», Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнены синтез и анализ квазиправдоподобных алгоритмов обнаружения радиосигнала с неточно известной формой огибающей. Синтезирован однопороговый алгоритм обнаружения радиосигнала произвольной формы. Предполагалось, что сигнал наблюдается на фоне аддитивного гауссовского белого шума. Получены статистические характеристики эффективности функционирования синтезированных алгоритмов обнаружения: вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала. Результаты конкретизированы на примерах радиоимпульсов экспоненциальной формы.

Ключевые слова: обнаружение сигнала, амплитуда, длительность, квазиправдоподобный алгоритм, однопороговый алгоритм, вероятность ложной тревоги, вероятность пропуска сигнала.

CHARACTERISTICS OF DISCONTINIOUS SIGNAL DETECTION WITH UNKNOWN DURATION AND INACCURATELY KNOWN ENVELOPE SHAPE

Yu. E. Korchagin, M.V. Trifonov, M. B. Bespalova

FSEI HE «VSU», Voronezh, Russia

Abstract. Synthesis and analysis of quazilikelihood algorithms for detecting a radio signal with an inaccurately known envelope shape are performed. The synthesis of threshold serial algorithm for detecting of arbitrary waveform radio signal. It was assumed that the signal is observed against the background of additive Gaussian white noise. Statistical characteristics of the efficiency of the synthesized detection algorithms are obtained: the probability of false alarms and signal skipping. The results are specified using examples of exponential radio pulses.

Keywords: signal detection, amplitude, duration, quazilikelihood algorithm, threshold serial algorithm for detecting the probability of false alarm, the probability of missing the signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

Разрывные сигналы – это такие сигналы, в которых сигнальная функция [1] не имеет хотя бы двух непрерывных производных. Таким образом, для разрывных сигналов логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) недифференцируем ни в каком вероятностном смысле. В качестве модели сигнала будем использовать радиоимпульс вида

$$s(t, a, \tau, \varphi) = \begin{cases} af(t) \cos(\omega t - \varphi), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0, \quad t > \tau. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь $f(t)$ характеризует форму огибающей, величина a — амплитуду сигнала, φ — его начальную фазу, τ — неизвестную длительность.

Если в сигнале отсутствует высокочастотное заполнение, то он переходит в видеомпульс, а $f(t)$ будет описывать неточно известную форму импульса

$$s(t, a, \tau, \varphi) = \begin{cases} af(t), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0, \quad t > \tau. \end{cases} \quad (2)$$

Пусть подлежит обнаружению сигнал (1) или (2), наблюдаемый на временном отрезке $[0, T]$ на фоне аддитивного гауссовского белого шума $n(t)$, имеющего одностороннюю спектральную плотность N_0 . При этом наложим дополнительное условие вида $\max f(t) = 1$ на форму сигнала. Пусть значение длительности сигнала τ принадлежит априорному интервалу $\tau \in [T_1, T_2], 0 \leq T_1 \leq T_2 \leq T$.

Будем считать, что на входе приёмного устройства наблюдается реализация $\xi(t)$, которая может быть либо шумом, либо представлять собой аддитивную смесь сигнала с шумом. Тогда задача обнаружения состоит в том, что имея реализацию $\xi(t)$, определить в ней наличие или отсутствие полезного сигнала.

Воспользуемся теорией проверки статистических гипотез. Вводятся две гипотезы, подлежащие проверке: гипотеза $H_0: \xi(t) = n(t)$, в соответствии с которой сигнал отсутствует в реализации $\xi(t)$, и альтернатива $H_1: \xi(t) = s(t, a_0, \tau_0) + n(t)$ — сигнал присутствует. Для обозначения истинного значения параметра используется индекс нуль. Таким образом, a_0 и τ_0 — истинные значения амплитуды и длительности соответственно. Располагая наблюдаемой реализацией $\xi(t)$, требуется вынести решение в пользу одной из двух гипотез. Пусть γ_0 — решение в пользу гипотезы H_0 , а γ_1 — в пользу гипотезы H_1 .

2. КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ

Для синтеза алгоритма обнаружения воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП), согласно которому абсолютный максимум логарифма функционала отношения правдоподобия (ФОП) сравнивается с некоторым заданным порогом. Если функция $f(t)$ априори известна, то логарифм ФОП зависит от двух неизвестных параметров (амплитуды и длительности) [2] для видеоимпульса

$$L(a, \tau) = \frac{2a}{N_0} \int_0^\tau f(t)[\xi(t) - af(t)/2] dt, \quad (3)$$

либо от трех (амплитуды, длительности и начальной фазы)

$$L(\tau, a, \varphi) = \frac{2a}{N_0} \int_0^\tau [\xi(t) - af(t)\cos(\omega t - \varphi)/2] f(t) \cos(\omega t - \varphi) dt. \quad (4)$$

для модели радиоимпульса.

Для нахождения величины максимума решающей статистики (3) $L = \sup_{a, \tau} L(a, \tau)$

будем последовательно максимизировать логарифм ФОП сначала по амплитуде, затем по длительности. Для радиоимпульса (4) алгоритм аналогичен, за тем исключением, что вначале выполняется максимизация по фазе, а затем по амплитуде. В результате максимизации по амплитуде выражения (3) получаем

$$L(\tau) = \sup_a L(a, \tau) = \frac{1}{N_0} \left(\int_0^\tau \xi(t) f(t) dt \right)^2 \Bigg/ \int_0^\tau f^2(t) dt, \quad (5)$$

а затем находим величину её абсолютного максимума $L = \sup_\tau L(\tau)$ и сравниваем с порогом h . Результатом является принятие решения о наличии или отсутствии полезного сигнала (2). Значение порога h определяется выбранным критерием оптимальности [2]. Важно заметить, что длительность входит в выражение (3) для логарифма ФОП лишь в верхнем пределе интеграла. Это позволяет формировать решающую статистику (3) как функцию текущего времени и использовать для принятия решения однопороговый последовательный алгоритм. Для модели радиоимпульса в результате максимизации по фазе и амплитуде получаем

$$L(\tau) = \sup_{a,\varphi} L(a, \varphi, \tau) = \frac{N_0}{2} \left(X_1^2(\tau) + Y_1^2(\tau) \right) \Bigg/ \int_0^\tau f^2(t) dt, \quad (6)$$

где

$$X_1(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi(t) f(t) \cos(\omega t) dt, \quad (7)$$

$$Y_1(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi(t) f(t) \sin(\omega t) dt. \quad (8)$$

В последних двух выражениях, а также и в дальнейшем не учитываем (то есть отбрасываем) интегралы от членов, которые осциллируют с частотами 2ω (удвоенные частоты) в силу узкополосности сигнала [2].

Предположим теперь, что функция $f(t)$ известна неточно. Тогда вместо неизвестной $f(t)$ будем использовать другую функцию $g(t)$, которая описывает форму ожидаемого сигнала. Таким образом

$$L_g(\tau) = \frac{1}{N_0} \left(\int_0^\tau \xi(t) g(t) dt \right)^2 \Bigg/ \int_0^\tau g^2(t) dt. \quad (9)$$

При $f(t) \neq g(t)$ алгоритм обнаружения, основанный на статистике (9), является вазиправдоподобным (КП). Решение о наличии сигнала в случае КП алгоритма обнаружения принимается, если

$$L_g > h, \quad L_g = \sup_{\tau \in [T_1, T_2]} L_g(\tau), \quad (10)$$

а об отсутствии — в противном случае.

Введём следующие условия, которым должны удовлетворять функции $f(t)$ и $g(t)$: потребуем их положительности и ограниченности $0 < f(t) \leq C$ и $0 < g(t) \leq C$ для всех моментов времени из интервала наблюдения $[0, T]$, где C — некоторая заранее заданная константа.

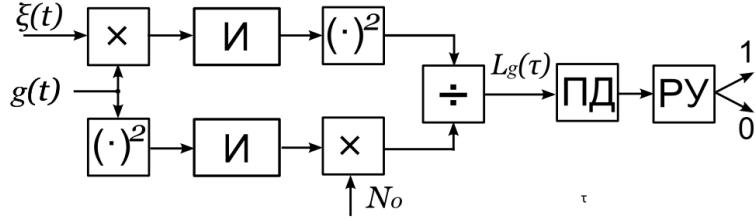


Рис. 1. Блок-схема КП обнаружителя

На рисунке 1 показана блок-схема КП обнаружителя. В ней обозначено: И – интеграторы, работающие на интервале времени $[0, t], t \in [0, T_2]$, ПД – пиковый детектор, а РУ является решающим устройством, которое осуществляет сравнение выходного сигнала делителя с порогом в момент времени $t = T_2$ и выносит решение в пользу одной из гипотез.

Далее были найдены вероятность ложной тревоги и пропуска сигнала по формулам (11) и (12) соответственно, используя метод локально-марковской аппроксимации [3,4]

$$\alpha = P\{\gamma_1 | H_0\} = P\left\{ \sup_{T_1 \leq \tau \leq T_2} L_g(\tau) > h | H_0 \right\} = P\{\tau' < T_2 | H_0\}, \quad (11)$$

$$\beta(\tau_0) = P\{\gamma_0 | H_1\} = P\left\{ \sup_{T_1 \leq \tau \leq T_2} L_g(\tau) < h | H_1 \right\} = P\{\tau' > T_2 | H_1\}. \quad (12)$$

Для модели видеоимпульса вероятность ложной тревоги

$$\alpha(h) \approx \begin{cases} 1 - \left(\int_0^{T_1} g^2(t) dt / \int_0^{T_2} g^2(t) dt \right)^{\sqrt{h/\pi}} \exp(-h), & h \geq 1/2, \\ 1, & h < 1/2, \end{cases} \quad (13)$$

а для радиоимпульса

$$\alpha = 1 - P\{L_{g0}(\tau) < h\} \approx \begin{cases} 1 - \left(\frac{q_1(T_1)}{q_1(T_2)} \right)^{h \exp(-h)}, & h \geq 1, \\ 1, & h < 1, \end{cases} \quad (14)$$

где

$$q_1(\tau) = \frac{a_0^2}{N_0} \int_0^\tau g^2(t) dt. \quad (15)$$

Выражение для вероятности пропуска сигнала по своей структуре одинаково для обоих случаев (радиоимпульс и видеоимпульс)

$$\begin{aligned}
\beta \approx & \frac{1}{z_r \sqrt{2\pi p_0^2/u_0}} \int_0^\infty \exp \left(-\frac{(u-x-z_r^2 p_0^2/2u_0)^2}{2 z_r^2 p_0^2/u_0} \right) \times \\
& \times \left\{ \Phi \left(\sqrt{\frac{a_2^2}{b}} (T_2 - \tau_0) + \frac{x}{\sqrt{b(T_2 - \tau_0)}} \right) - \right. \\
& - \exp \left(-\frac{2a_2}{b} x \right) \Phi \left(\sqrt{\frac{a_2^2}{b}} (T_2 - \tau_0) - \frac{x}{\sqrt{b(T_2 - \tau_0)}} \right) \Big\} \times \\
& \times \left\{ \Phi \left(\sqrt{\frac{a_1^2}{b}} (\tau_0 - T_1) + \frac{x}{\sqrt{b(\tau_0 - T_1)}} \right) - \right. \\
& - \exp \left(-\frac{2a_1}{b} x \right) \Phi \left(\sqrt{\frac{a_1^2}{b}} (\tau_0 - T_1) - \frac{x}{\sqrt{b(\tau_0 - T_1)}} \right) \Big\} dx,
\end{aligned} \tag{16}$$

различие лишь в коэффициентах сноса и диффузии, которые для видеоимпульса имеют вид

$$a_1 = \frac{z_r p_0^2}{2T_2 u_0} \left(\frac{2g_0 f_0}{p_0} - \frac{g_0^2}{u_0} \right), \quad a_2 = \frac{z_r p_0^2 g_0^2}{2T_2 u_0^2}, \quad b = \frac{p_0^2 g_0^2}{u_0^2 T_2}. \tag{17}$$

Для радиоимпульса

$$a_1 = \frac{z_p p_0^2}{T_2 u_0} \left(\frac{2g_0 f_0}{p_0} - \frac{g_0^2}{u_0} \right), \quad a_2 = \frac{z_p p_0^2 g_0^2}{T_2 u_0^2}, \quad b = \frac{2p_0^2 g_0^2}{u_0^2 T_2}. \tag{18}$$

Здесь

$$z_r^2 = \frac{2a_0^2 T_2}{N_0}, \quad z_p^2 = \frac{a_0^2 T_2}{N_0}, \quad p_0 = \tilde{p}(\tau_0, \tau_0), \quad u_0 = \tilde{u}(\tau_0, \tau_0), \quad g_0 = g(\tau_0), \quad f_0 = f(\tau_0),$$

при этом

$$\tilde{p}(\tau_1, \tau_2) = \frac{1}{T_2} \int_0^{\min(\tau_1, \tau_2)} g(t) f(t) dt, \quad \tilde{u}(\tau_1, \tau_2) = \frac{1}{T_2} \int_0^{\min(\tau_1, \tau_2)} g^2(t) dt. \tag{19}$$

Рассмотрим пример, в котором форма принимаемого сигнала (либо форма огибающей принимаемого радиоимпульса) будет иметь импульс со скосенной вершиной

$$f(t) = \sqrt{\frac{2b_f}{1 - \exp(-2b_f)}} \exp(-b_f t/T_2), \tag{20}$$

а ожидаемый сигнал $g(t)$ тоже будет представлен экспоненциально убывающим импульсом:

$$g(t) = \sqrt{\frac{2b_g}{1 - \exp(-2b_g)}} \exp(-b_g t/T_2). \tag{21}$$

В выражениях (20), (21) b_f , b_g — величины, характеризующие скорость изменения (наклон) экспоненты, при этом будем полагать, что

$$b_f \neq b_g . \quad (22)$$

Множители перед экспонентой в (20), (21) нужны для того, чтобы энергия сигнала максимальной длительности T_2 не зависела от формы. При $b_f = 0$ или $b_g = 0$ принимаемый (либо ожидаемый) сигнал представляет собой прямоугольный импульс (радиоимпульс). На рисунке 2 показан возможный вид формы импульса (радиоимпульса) (20), для ожидаемого сигнала он будет аналогичен при условии (18). Сплошная кривая соответствует $b_f = 3$, штриховая — $b_f = 2$, штрих-пунктирная — $b_f = 1$ и пунктирная — $b_f = 0$.

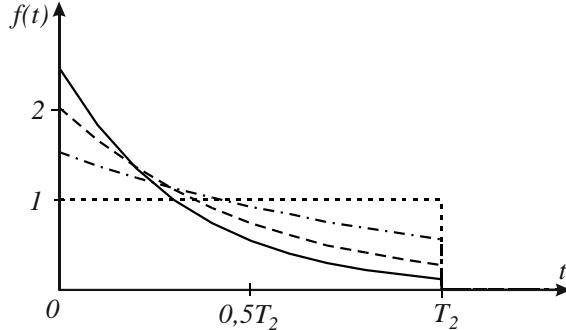


Рис. 2. Возможная форма импульса

Для экспоненциально изменяющегося импульса функции (19) примут вид

$$u(\tau) = z_r^2 \frac{1 - e^{-2b\tau/T_2}}{1 - e^{-2b}}, \quad p(\tau) = z_r^2 \frac{1 - e^{-2(b_f + b_g)\tau/T_2}}{\sqrt{(1 - e^{-2b_f})(1 - e^{-2b_g})}} \frac{2\sqrt{b_f b_g}}{b_f + b_g}. \quad (22)$$

Введем величину

$$k = T_2 / T_1, \quad (23)$$

характеризующую динамический диапазон возможных значений длительности. Выберем истинное значение длительности посередине априорного интервала $\tau \in [T_1, T_2]$, то есть $\tau_0/T_2 = (k+1)/2k$.

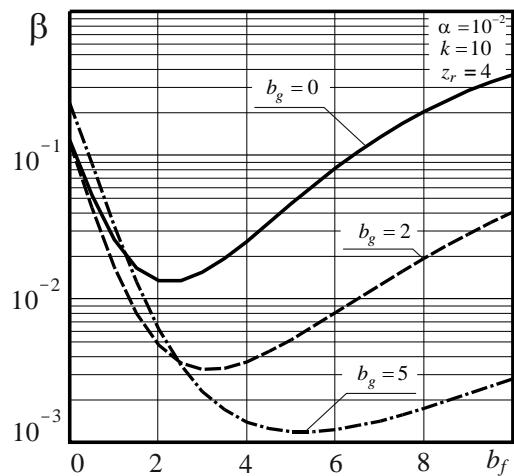


Рис. 3. Вероятность пропуска импульса

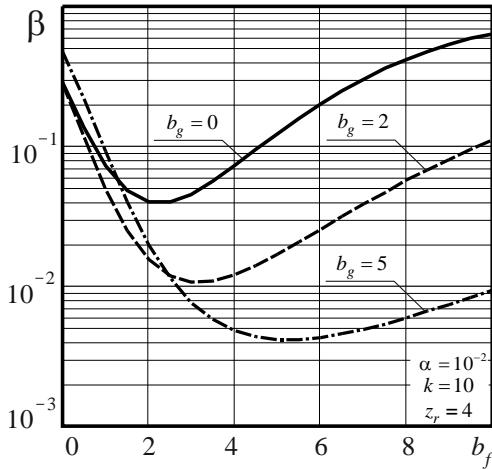


Рис.4. Вероятность пропуска радиоимпульса

На рисунках 3,4 показаны зависимости вероятностей пропуска импульса и вероятность пропуска радиоимпульса соответственно от функции b_f . Из рисунков видно, что вероятность пропуска радиоимпульса имеет минимум, который достигается при совпадении опорного и принятого сигналов только при больших значениях наклона, при этом характер зависимости вероятности пропуска радиоимпульса аналогичен вероятности пропуска видеоимпульса, за исключением увеличением вероятности пропуска в несколько раз.

Следует отметить, что при совпадении функций $f(t)$ и $g(t)$ задача сводится к обнаружению радиоимпульса с неизвестными амплитудой, длительностью и начальной фазой, рассмотренную в [5].

Таким образом, для рассмотренного конкретного примера можно рекомендовать можно рекомендовать в качестве опорного сигнала тоже экспоненциально убывающий импульс с параметров наклона $b_g = 0 \dots 3$.

3. Однопороговый алгоритм обнаружения

Если требуется уменьшить время принятия решения по сравнению с рассмотренным КП алгоритмом, то можно применить однопороговый последовательный (ОПП) алгоритм, позволяющий сократить время принятия решения за счёт анализа принятой реализации только на части априорного интервала длительности. Суть работы ОПП обнаружителя заключается в том, что в момент времени T_1 начинается анализ решающей статистики (4) (рассмотрим случай для радиоимпульса), который прекращается либо при превышении порога h в момент $\tau' < T_2$, либо в момент времени T_2 если функция (4) не превысила порог. Поэтому время анализа можно уменьшить, если выбрать оптимальный порог h . Таким образом, решение о наличии сигнала (1) в принятой реализации можно вынести в том случае, когда реализация $L(\tau)$ пересекает h при $\tau' \in [T_1, T_2]$. Иначе выносится решение об отсутствии сигнала. Запишем выражение для времени принятия решения

$$T_a = \begin{cases} T_1, & \tau' < T_1, \\ \tau', & T_1 \leq \tau' \leq T_2, \\ T_2, & \tau' > T_2. \end{cases} \quad (24)$$

На рисунке 5 показана блок-схема МП и однопорогового последовательного обнаружителей.

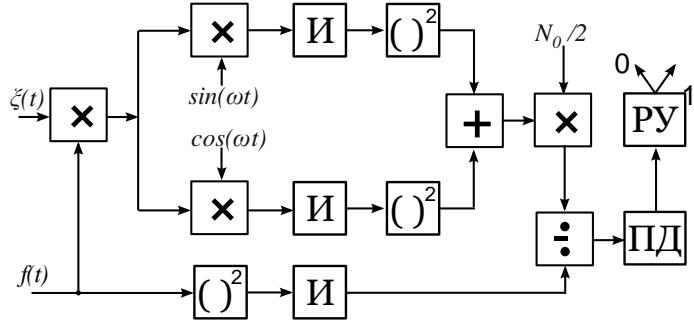


Рис. 5. Блок-схема однопорогового последовательного обнаружителя

Здесь обозначено: И – интеграторы на интервале времени $[0, t]$, $t \in [0, T_2]$, ПД – пиковый детектор, РУ — решающее устройство, осуществляющее сравнение входного сигнала с порогом и выносящее решение в пользу одной из гипотез. В случае МП обнаружителя РУ выносит решение в момент времени $t = T_2$, а при реализации однопорогового последовательного алгоритма РУ будет непрерывно сравнивать текущее значение логарифма ФОП с порогом на промежутке $[T_1, T_2]$.

Важной характеристикой ОПП алгоритма является среднее время принятия решения $\langle T_{aj} \rangle$ при гипотезе H_j

$$\langle T_{aj} \rangle = T_1 P\{t_j < T_1\} + \langle t_j \rangle + T_2 P\{t_j > T_2\} = T_2 \left[\eta_1 + \int_{\eta_1}^1 [1 - F_{jh}(\eta T_2)] d\eta \right]. \quad (25)$$

При известных априорных вероятностях p_0 и p_1 отсутствия и наличия сигнала и априорного распределение $w(\tau)$ неизвестной длительности можем ввести в рассмотрение среднее время принятия решения

$$\langle T_{au} \rangle = p_0 \langle T_{a0} \rangle + p_1 \langle T_{a1} \rangle \quad (26)$$

и безусловное среднее время принятия решения

$$\langle T_a \rangle = \int_{T_1}^{T_2} \langle T_{au} \rangle w(\tau_0) d\tau_0. \quad (27)$$

Для определения величины порога будем использовать критерий Неймана – Пирсона, согласно которому порог h_p выбирался из условия: $\alpha(h_p) = p$, где p – заданная величина вероятности ложной тревоги.

Введём величину выигрыша во времени принятия решения однопороговым последовательным алгоритмом по сравнению с МП алгоритмом

$$\chi_j = \langle T_{aj} \rangle / T_2, \quad (28)$$

где параметр j может принимать два значения: $j = 0$ отсутствие сигнала либо $j = 1$ при наличие сигнала. Чем меньше величина (25), тем заметнее сокращается время принятия решения. Минимальное значение $\chi_j = T_1 / T_2 = 1/k$.

В качестве примера рассмотрим случай совпадения форм принимаемого и ожидаемого радиоимпульса, имеющего огибающую (16). При отсутствии сигнала в принимаемых данных сокращение времени анализа возможно только при наступлении ложной тревоги.

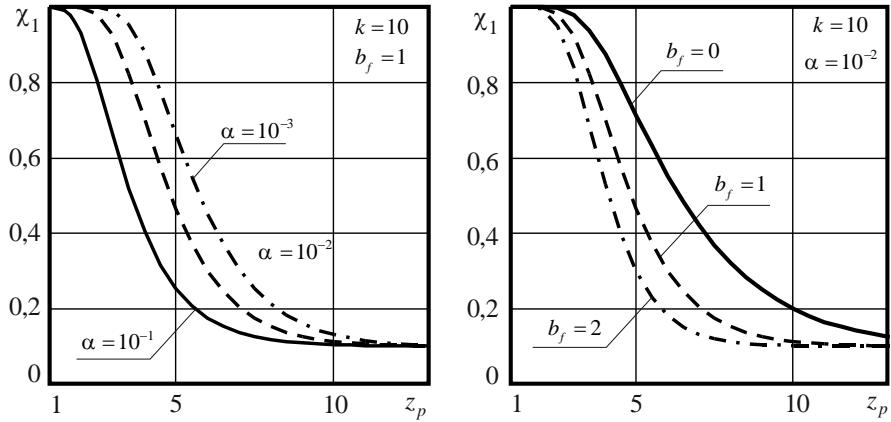


Рис.6 Выигрыш во времени принятия решения ОПП алгоритмом

На рисунке 6 показаны зависимости относительного времени принятия решения (25) при наличии сигнала от ОСШ. Истинное значение длительности здесь выбрано посередине априорного интервала. Видно, что с ростом ОСШ уменьшается среднее время принятия решения, вплоть до минимального значения $1/k$.

Таким образом, ОПП алгоритм обнаружения позволяет сократить время принятия решения без потери эффективности обнаружения. Однако величина этого сокращения будет определяться способом выбора порога. При расчёте зависимостей на рисунке 6 порог вычислялся согласно критерию Неймана-Пирсона [3].

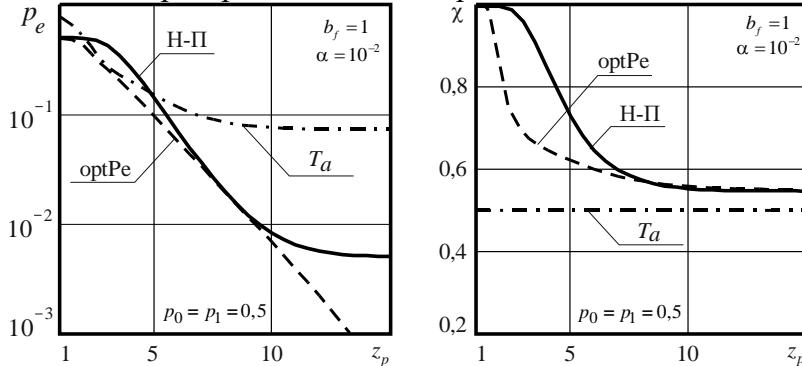


Рис.7 Характеристики эффективности обнаружения ОПП алгоритмом

На рисунке 7 показаны зависимости от ОСШ средней вероятности ошибки $p_e = p_0\alpha + p_1\beta$ и среднего относительного времени принятия решения $\chi = \langle T_{au} \rangle / T_2 = p_0\chi_0 + p_1\chi_1$ при $p_0 = p_1 = 0,5$ и различных способах выбора порога. Сплошная кривая соответствует порогу критерия Неймана-Пирсона, штриховая кривая — порогу, вычисленному по критерию минимума средней вероятности ошибки $h_{opt} = \arg \inf_h p_e$. Видно, что оптимизация порога приводит как к снижению средней

вероятности ошибки, так и к снижению времени принятия решения. Для еще большего сокращения времени анализа можно выбрать порог исходя из требуемого уровня относительного времени принятия решения. Соответствующие графики показаны на рисунке 7 штрих-пунктирными линиями: при выборе порога с условием $\chi = p_0\chi_0 + p_1\chi_1 = 0,5$ средняя вероятность ошибки при больших ОСШ увеличивается на порядок и более, а при малых ОСШ показывает уменьшение в несколько раз по сравнению с другими способами нахождения порога.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показано, что наличие у сигнала не точно известной формы огибающей на приёмной стороне приводит к существенному снижению эффективности алгоритма

обнаружения. Исследована возможность сокращения времени принятия решения с помощью ОПП алгоритма. Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор алгоритма обнаружения в зависимости от имеющейся априорной информации, а также в зависимости от требований, предъявляемых к технической реализации алгоритма.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда № 23-21-00452, <https://rscf.ru/project/23-21-00452>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Куликов, Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. — М.: Сов. радио, 1978, — 296с.
2. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов / В.И. Тихонов, — М.: Радио и связь, 1983. — 320с.
3. Тихонов В.И. Марковские процессы. / В.И. Тихонов, М.А. Миронов, — М.: Радио и связь, 1977. — 488 с.
4. Трифонов А.П. Статистические свойства высоты и положения абсолютного максимума марковского случайного процесса типа Башелье / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, М.Б. Беспалова // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. — 2014. — №4. — С.54–65.
5. Трифонов А.П. Обнаружение радиосигнала с неизвестными длительностью, амплитудой и начальной фазой / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, М.В. Трифонов // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2015, Т.58, №5. С.401–414

REFERENCES

1. Kulikov, E.I., Trifonov, A. P. Estimation of a signal parameters against the background noise. M.: Sov. Radio, 1978. – 296 p.
2. Tikhonov, V.I. Optimal signal reception. M.: Radio I Svyaz', 1983. – 320 p.
3. Tikhonov, V.I., Mironov M.A. Markov processes. M.: Radio I Svyaz', 1977. – 488 p
4. Trifonov, A. P. Statistical properties of height and provisions of absolute maximum Markov processes Bachelier type / Trifonov A. P., Korchagin Yu.E., Bespalova M.B. // Proceedings of Voronezh State University, Series: Physics, Mathematics 2014, No. 4. – Pp. 54-65
5. Trifonov, A. P. Detection of Radio Signals with Unknown Duration, Amplitude, and Initial Phase / Trifonov A. P., Korchagin Yu.E., Trifonov M.V. // Radiophysics and Quantum Electronics, 2015, Vol. 58, No. 5. – Pp. 361-372

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАЗРЫВНОГО РАДИОИМПУЛЬСА И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов, М. Б. Беспалова

ФГБОУ ВО «ВГУ», Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнены синтез и анализ квазиправдоподобных алгоритмов оценки параметров сигнала с неточно известной формой огибающей. Предполагалось, что сигнал наблюдается на фоне аддитивного гауссовского белого шума. Получены статистические характеристики эффективности функционирования синтезированных алгоритмов оценки. Результаты конкретизированы на примерах радиоимпульсов экспоненциальной и прямоугольной форм.

Ключевые слова: оценка параметра сигнала, амплитуда, длительность, квазиправдоподобный алгоритм, неизвестные моменты появления и исчезновения.

CHARACTERISTICS OF TIME PARAMETERS ESTIMATION OF DISCONTINUOUS SIGNAL WITH INACCURATELY KNOWN ENVELOPE SHAPE

Yu. E. Korchagin, M. V. Trifonov, M. B. Bespalova

FSEI HE «VSU», Voronezh, Russia

Abstract. Synthesis and analysis of quazilikelihood algorithms for estimating parameters of the radio signal with an inaccurately known envelope shape are performed. It was assumed that the signal is observed against the background of additive Gaussian white noise. Statistical characteristics of the efficiency of the synthesized estimating algorithms are obtained: the probability of false alarms and signal skipping. The results are specified using examples of exponential and rectangular radio pulses.

Keywords: estimation the signal parameter, amplitude, duration, quazilikelihood algorithm, the probability of false alarm, the probability of missing the signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

Пусть на вход приёмного устройства поступает реализация вида

$$\xi(t) = S(t) + n(t) \quad (1)$$

где $S(t)$ – некоторый сигнал, содержащий полезную информацию, $n(t)$ – гауссовский белый шум с односторонней спектральной плотностью N_0 . В качестве модели сигнала \square $S(t)$, величина в дальнейшем будут рассматриваться радиоимпульсы двух видов – либо с неизвестной длительностью τ

$$s(t, a, \tau, \varphi) = \begin{cases} af(t) \cos(\omega t - \varphi), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0, \quad t > \tau, \end{cases} \quad (2)$$

либо с неизвестными моментами появления и исчезновения θ_1 и θ_2 соответственно

$$s(t, a, \varphi, \theta_1, \theta_2) = \begin{cases} af(t) \cos(\omega t - \varphi), & \theta_1 \leq t \leq \theta_2, \\ 0, & t < \theta_1, \quad t > \theta_2. \end{cases} \quad (3)$$

В формулах (2), (3) a – неизвестная амплитуда, φ - неизвестная начальная фаза, $f(t)$ - функция, характеризующая форму огибающей. Частота ω в обоих видах радиоимпульса считается неинформативным параметром и не нуждается в оценке.

2. ОЦЕНКА ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ

Сформулируем задачу оценки неизвестной длительности, считая неизвестные амплитуду и начальную фазу неинформативными параметрами. Для синтеза алгоритма оценки воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [1,2]. Логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) здесь будет зависеть от трех неизвестных параметров [1-3] и иметь вид

$$L(\tau, a, \varphi) = \frac{2a}{N_0} \int_0^\tau [\xi(t) - af(t)\cos(\omega t - \varphi)/2] f(t)\cos(\omega t - \varphi) dt. \quad (4)$$

Как видно из последнего выражения, здесь имеется параметрическая неопределенность относительно неизвестных амплитуды и начальной фазы. Для устранения параметрической неопределенности будем использовать квазправдоподобный (КП) алгоритм, заменив неизвестные значения параметров некоторыми ожидаемыми. В итоге получаем

$$\begin{aligned} L^*(\tau, a^*, \varphi^*) &= L_{a\varphi}^*(\tau), \\ L_{a\varphi}^*(\tau) &= \frac{2a^*}{N_0} \int_0^\tau [\xi(t) - a^* f(t)\cos(\omega t - \varphi^*)/2] f(t)\cos(\omega t - \varphi^*) dt. \end{aligned} \quad (5)$$

Рассмотрим случай, когда функция $f(t)$ известна неточно. Тогда в формуле (5) заменим функцию $f(t)$ на другую функцию $g(t)$, которая по смыслу описывает форму ожидаемого сигнала. Таким образом, имеем

$$L_{G_{a\varphi}}^*(\tau) = \frac{2a^*}{N_0} \int_0^\tau [\xi(t) - a^* g(t)\cos(\omega t - \varphi^*)/2] g(t)\cos(\omega t - \varphi^*) dt. \quad (6)$$

Проведя анализ КП алгоритма с использованием локально-марковской аппроксимации, и учитывая, что рассматривается узкополосный радиоимпульс, получаем основные статистические характеристики оценки – смещение

$$B_{a\varphi}(\tau_{a\varphi}^* | \tau_0) = \frac{2\tau_0}{\rho_0^2} \cdot \frac{(\Delta+1)(\Delta-2\delta_a-1)}{(1+\delta_a)^2(\Delta-\delta_a)^2} \quad (7)$$

и рассеяние

$$V_{a\varphi}(\tau_{a\varphi}^* | \tau_0) = \frac{8\tau_0^2}{\rho_0^4} \cdot \frac{P(\delta_a, \Delta)}{(1+\delta_a)^4(\Delta+1)^2(\Delta-\delta_a)^4}. \quad (8)$$

В выражениях (7), (8) обозначено

$$\delta_a = (a^* - a_0)/a_0, \quad \Delta\varphi = \varphi^* - \varphi_0, \quad (9)$$

$$\Delta = 2 \frac{f(\tau_0)}{g(\tau_0)} \cos \Delta\varphi - 1, \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
 P(x, y) = & 2y^6 - 4(2x-1)y^5 + (11x^2 - 18x + 1)y^4 - (5x^3 - 29x^2 + 7x + 1)y^3 - \\
 & -(15x^3 - 21x^2 - 7x - 1)y^2 + (3x^5 + 15x^4 + 15x^3 + 29x^2 + 18x + 4)y + \\
 & + x^6 - 3x^5 + 5x^3 + 11x^2 + 8x + 2.
 \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь δ_a , $\Delta\phi$ характеризуют расстройки по амплитуде и начальной фазе соответственно.

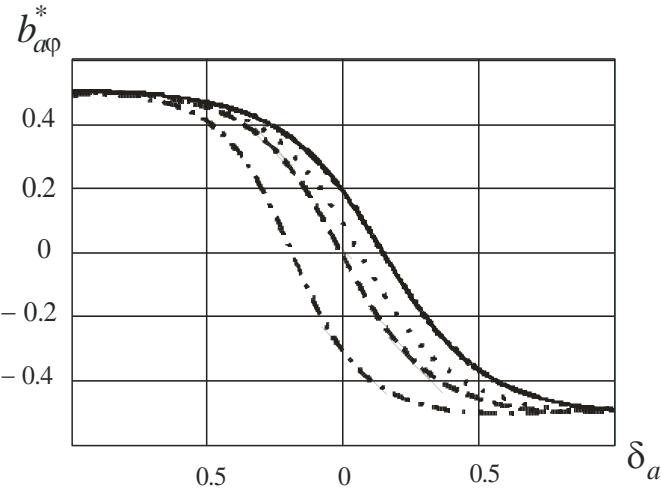


Рис. 1. Нормированное смещение

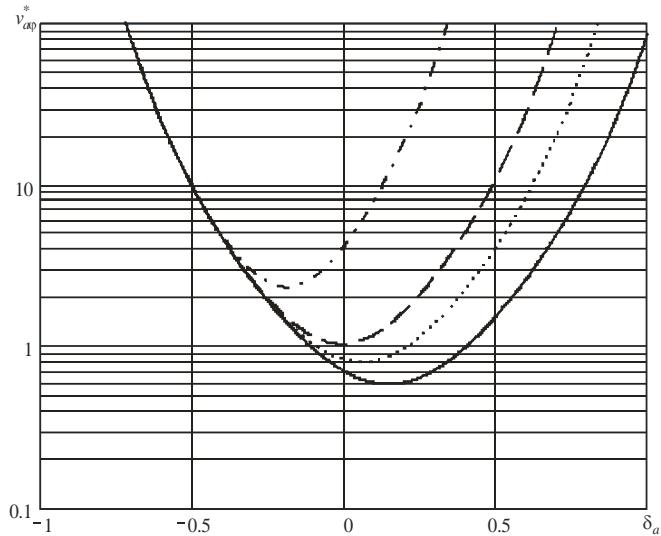


Рис. 2. Нормированное рассеяние

На рисунке 1 и рисунке 2 построены графики нормированного смещения и рассеяния КП оценки длительности; функция, описывающая форму огибающей выбиралась $f(t) = \frac{1+bt/T_2}{\sqrt{1+b+b^2/3}}$ [4], а ожидаемая функция $g(t)$ бралась прямоугольной формы. Сплошные кривые соответствуют $\Delta\phi = 0$, пунктирные линии — $\Delta\phi = \pi/8$, штриховыми — $\Delta\phi = \pi/5$, штрих-пунктирными — $\Delta\phi = \pi/4$, величина наклона здесь выбиралась одинаковой, $b = 1$.

В более общем случае принимаемый сигнал имеет как неизвестный момент появления, так и исчезновения, поэтому для радиосигнала вида (3) смещения и рассеяние имеют вид

$$B_a(\theta_j^* | \theta_{0j}) = (-1)^j \frac{2T_{\max}}{\rho_j^2} \cdot \frac{(R^2 - 1)}{R^2}, \quad (12)$$

$$V_a(\theta_j^* | \theta_{0j}) = \frac{8T_{\max}^2}{\rho_j^4} \cdot \frac{R^5(2R^2 + 6R + 5) + (5R^2 + 6R + 2)}{(R+1)^3 R^4}, \quad (13)$$

где $\rho_j^2 = 2f^2(\theta_{0j})T_{\max} / N_0$, $T_{\max} = \theta_{2\max} - \theta_{1\min}$, $R = 2\cos\Delta\phi - 1$. Введя аналогично (7), (8) нормированные характеристики, получаем

$$b_{a\phi}(\Delta\phi) = B_a(\theta_j^* | \theta_{0j}) / \sqrt{V_a(\theta_j^* | \theta_{0j})}, \quad (14)$$

$$v_{a\phi}(\Delta\phi) = V_a(\theta_j^* | \theta_{0j}) / V_{0j}. \quad (15)$$

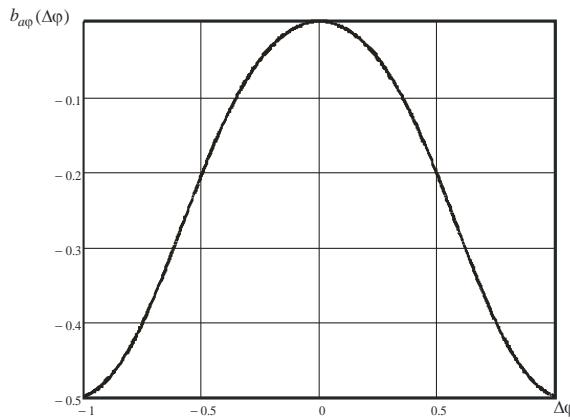


Рис. 3. Нормированное смещение

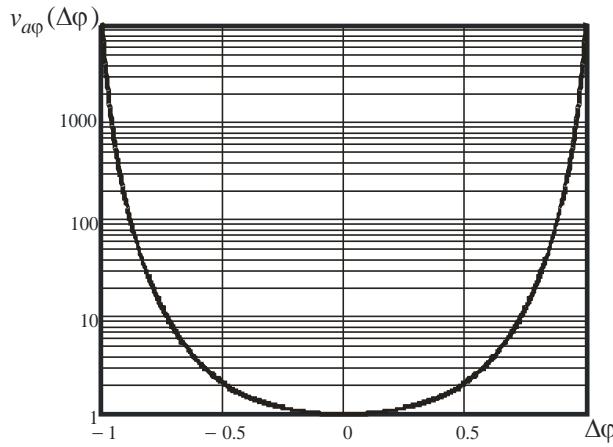


Рис. 4. Нормированное рассеяние

На рисунке 3 и рисунке 4 построены графики нормированных смещения и рассеяния КП оценки моментов появления и исчезновения.

3. ОЦЕНКА АМПЛИТУДЫ

В том случае, когда амплитуда радиоимпульса несет полезную информацию, а длительность и начальная фаза являются неинформативными параметрами, то требуется провести оценку амплитуды. Как и в случае неизвестной длительности или неизвестных

моментов появления и исчезновения, воспользуемся КП алгоритмом, в таком случае выражение для оценки амплитуды будет иметь вид

$$\hat{a} = \int_0^{\tau^*} \xi(t) f(t) \cos(\omega t - \varphi^*) dt / \int_0^{\tau^*} f^2(t) \cos^2(\omega t - \varphi^*) dt. \quad (16)$$

Выполнив анализ КП алгоритма оценки амплитуды, получаем характеристики оценки – смещение и рассеяние

$$B_{\tau\varphi} = \langle \hat{a} - a_0 \rangle = -a_0 \left[2 \sin^2(\Delta\varphi/2) + \delta_\tau \cos(\Delta\varphi) \eta(\tau^* - \tau_0) \right] / (1 + \delta_\tau), \quad (17)$$

$$V_{\tau\varphi} = \langle (\hat{a} - a_0)^2 \rangle = \frac{a_0^2}{z_0^2(1 + \delta_\tau)} + a_0^2 \left[2 \sin^2(\Delta\varphi/2) + \frac{\delta_\tau \cos(\Delta\varphi) \eta(\tau^* - \tau_0)}{1 + \delta_\tau} \right]^2. \quad (18)$$

Здесь $z_0^2 = a_0^2 q(\tau_0)$, $\Delta\varphi = \varphi^* - \varphi_0$, $\delta_\tau = (q(\tau^*) - q(\tau_0)) / q(\tau_0)$, а функция

$$\eta(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0, \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (19)$$

является функцией Хевисайда. Введем величину $\chi = V_{\tau\varphi} / V_{0m}$, которая характеризует проигрыш в точности КП алгоритма по сравнению с МП алгоритмом при известных длительности и начальной фазе. Подставив туда формулы (17), (18), получаем

$$\chi = V_{\tau\varphi} / V_{0m} = \frac{1}{1 + \delta_\tau} + z_0^2 \left[2 \sin^2(\Delta\varphi/2) + \frac{\delta_\tau \cos(\Delta\varphi) \eta(\tau^* - \tau_0)}{1 + \delta_\tau} \right]^2. \quad (20)$$

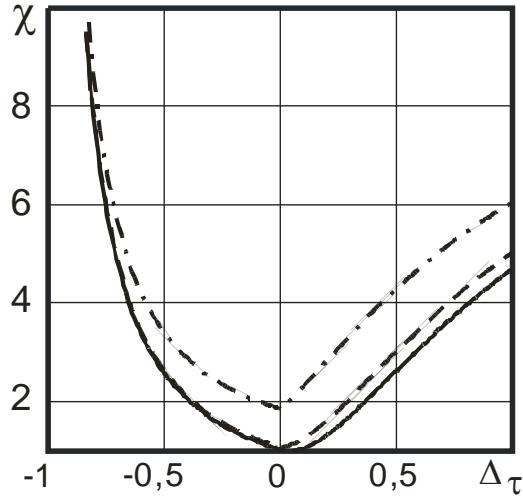


Рис. 5. Проигрыш КП оценки

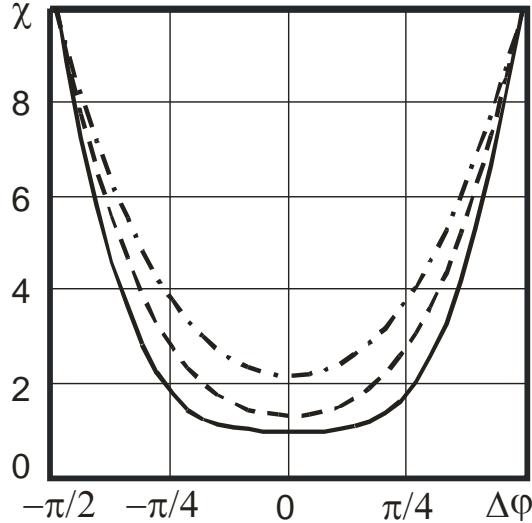


Рис. 6. Проигрыш КП оценки

На рисунке 5 и рисунке 6 построены величины проигрыша χ от расстройки по длительности $\Delta_\tau = (\tau^* - \tau_0)/\tau_0$ и расстройки по фазе $\Delta\varphi$ соответственно. На рисунке 5 сплошная кривая построена при $\Delta\varphi = 0$, штриховая — $\Delta\varphi = \pi/8$, штрих-пунктирная — $\Delta\varphi = \pi/4$. На рисунке 6 сплошная кривая соответствует отсутствию расстройки $\Delta_\tau = 0$, штриховая — $\Delta_\tau = 0,2$, штрих-пунктирная — $\Delta_\tau = 0,4$. Как видно из рисунков, несовпадение ожидаемого значения длительности и начальной фазы с их истинными значением может привести к увеличению рассеяния квазикогерентной КП оценки в несколько раз.

Для модели радиоимпульса с неизвестными моментами появления и исчезновения выражение для КП оценки амплитуды будет иметь вид

$$a^* = a(\varphi^*, \theta_1^*, \theta_2^*) = 2 \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} \xi(t) f(t) \cos(\omega t - \varphi^*) dt / \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt. \quad (21)$$

Проведя анализ данного алгоритма, получаем характеристики для смещения

$$b(a^* | a_0) = \langle a^* - a_0 \rangle = a_0 \left[\frac{\int_{\theta_1^*}^{\min(\theta_{02}, \theta_2^*)} f^2(t) dt}{\int_{\theta_1^*}^{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)} f^2(t) dt} \cos(\Delta\varphi) - 1 \right] \quad (22)$$

и рассеяния

$$V(a^* | a_0) = \langle (a^* - a_0)^2 \rangle = a_0^2 \left[\frac{\int_{\theta_1^*}^{\min(\theta_{02}, \theta_2^*)} f^2(t) dt}{\int_{\theta_1^*}^{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)} f^2(t) dt} \cos(\Delta\varphi) - 1 \right]^2 + \frac{N_0}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt}. \quad (23)$$

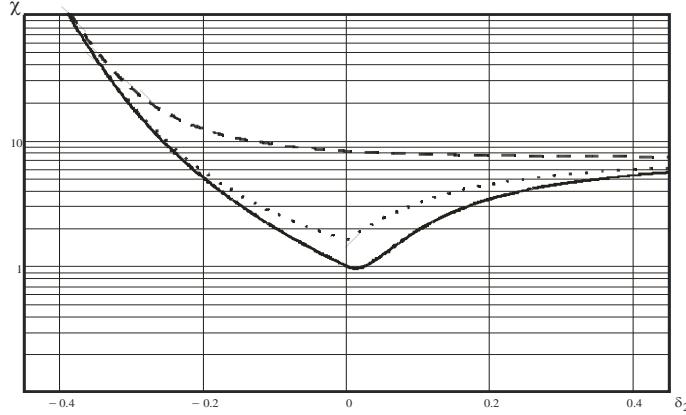


Рис. 7. Проигрыш КП оценки

На рисунке 7 показана зависимость проигрыша $\chi = V(a^*|a_0)/V(a_{0m}|a_0)$ от расстройки момента исчезновения при ОСШ $z_0 = 5$, расстройке момента исчезновения $\delta_1 = 0$ и различных расстройках начальной фазы: $\Delta\varphi = 0$ (сплошная кривая), $\Delta\varphi = \pm\pi/8$ (штриховая кривая), $\Delta\varphi = \pm\pi/6$ (штрих-пунктирная кривая), $\Delta\varphi = \pm\pi/4$ (пунктирная кривая). Случай при $\Delta\varphi = 0$ соответствует ранее найденному в [5] для модели видеоимпульса произвольной формы.

4. ОЦЕНКА НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЫ

Если в передаваемом сигнале информативным параметром является начальная фаза, то требуется оценка начальной фазы. В данной работе это рассмотрено для сигнала вида (2). Итак, пусть начальная фаза и длительность радиоимпульса имеют значения, лежащие в априорных интервалах

$$\varphi_0 \in [-\pi, \pi], \tau_0 \in [T_1, T_2]. \quad (24)$$

Воспользовавшись КП алгоритмом оценивания, получаем

$$\varphi_{a\tau}^* = \arg \sup L_{a\tau}^*(\varphi), \quad (25)$$

где логарифм ФОП определяется как

$$L_{a\tau}^*(\varphi) = L(\tau^*, a^*, \varphi) = \frac{2a^*}{N_0} \int_0^{\tau^*} [\xi(t) - a^* f(t) \cos(\omega t - \varphi)/2] f(t) \cos(\omega t - \varphi) dt. \quad (26)$$

Выражение для оценки (25) может быть получено аналитически, после несложных преобразований, с учетом узкополосности сигнала имеем

$$\varphi_{a\tau}^* = \operatorname{Arctg}(Y^*/X^*), \quad Y^* = Y_1(\tau^*), \quad X^* = X_1(\tau^*), \quad (27)$$

где

$$X_1(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi(t) f(t) \cos(\omega t) dt, \quad Y_1(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi(t) f(t) \sin(\omega t) dt. \quad (28)$$

Выполнив анализ алгоритма (27), получаем выражения для условного смещения

$$b(\varphi_{a\tau}^* | \varphi_0) = \int_{-\pi}^{\pi} (\varphi - \varphi_0) W_\varphi(\varphi) d\varphi \quad (29)$$

и условного рассеяния

$$V(\varphi_{at}^* | \varphi_0) = \int_{-\pi}^{\pi} (\varphi - \varphi_0)^2 W_\varphi(\varphi) d\varphi. \quad (30)$$

Вычислив рассеяние (30), получаем

$$V(\varphi_{at}^* | \varphi_0) = \frac{\pi^2}{3} + 4 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{\Gamma(1+k/2) z^k \chi^{k/2}}{k^2 k! 2^{k/2}} {}_1F_1\left(\frac{k}{2}, k+1, -\frac{z^2 \chi}{2}\right) \quad (31)$$

В формуле (31) обозначено $\Gamma(z)$ — гамма-функция, ${}_1F_1(\alpha, \beta, \gamma)$ — вырожденная гипергеометрическая функция. При больших отношения сигнала/шум формулы (29), (30) значительно упрощаются и имеют вид

$$b_a(\varphi_{at}^* | \varphi_0) = 0, \quad (32)$$

$$V_a(\varphi_{at}^* | \varphi_0) = \frac{1}{z^2 \chi} \left(1 + \frac{1}{z^2 \chi}\right). \quad (33)$$

На рисунке 8 показаны зависимости условного смещения (29) КП оценки начальной фазы (27) от ОСШ z_r прямоугольного радиоимпульса со скосенной вершиной огибающей при $d=10$, $k=10$, $\kappa=1$ и различных значениях начальной фазы принятого сигнала. Кривая 1 соответствует $\varphi_0 = -\pi/2$, кривая 2 — $\varphi_0 = -\pi/4$, кривая 3 — $\varphi_0 = 0$, кривая 4 — $\varphi_0 = \pi/4$, кривая 5 — $\varphi_0 = \pi/2$.

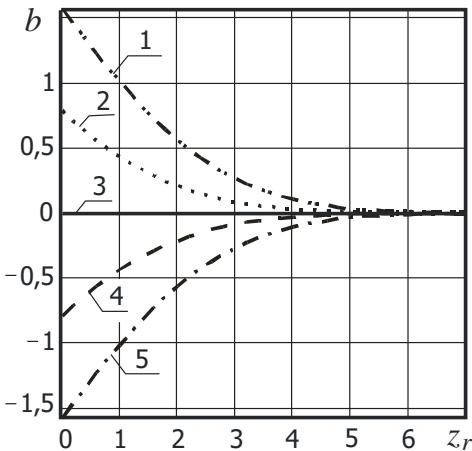


Рис. 8. Условное смещение КП оценки

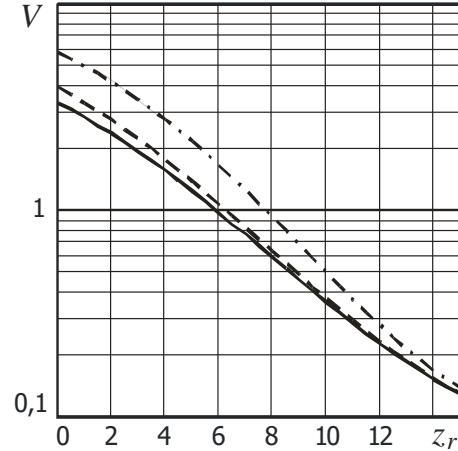


Рис. 9. Условное рассеяние КП оценки

На рисунке 9 показаны зависимости условного рассеяния (30) КП оценки начальной фазы (27) от ОСШ z_r прямоугольного радиоимпульса со скосенной вершиной огибающей при $d=10$, $k=10$, $\kappa=0,5$ и различных значениях начальной фазы принятого сигнала. Сплошная кривая соответствует $\varphi_0 = 0$, штриховая — $\varphi_0 = \pm\pi/4$, штрих-пунктирная — $\varphi_0 = \pm\pi/2$. Из графика видно, что при малых уровнях ОСШ незнание начальной фазы приводит к более существенному росту рассеяния, чем при больших ОСШ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показано, что наличие у сигнала не точно известной формы огибающей на приёмной стороне приводит к снижению качества оценки неизвестной длительности. Наличие у радиоимпульса неизвестной начальной фазы может приводить к увеличению

рассеяния КП оценки амплитуды до 10 раз. Кроме того, проигрыш в точности КП оценки амплитуды радиосигнала с неизвестными моментами появления и исчезновения не зависит от влияния величины ОСШ при ожидаемой длительности радиосигнала меньшей, чем принимаемого. Априорное незнание длительности радиосигнала с увеличением величины ОСШ приводит к увеличению в несколько раз рассеяния оценки начальной фазы примерно в то же число раз.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда № 23-21-00452, <https://rscf.ru/project/23-21-00452>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трифонов А.П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков. — М.: Радио и связь, 1986. — 268с.
2. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов / В.И. Тихонов, — М.: Радио и связь, 1983. — 320с.
3. Куликов, Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. — М.: Сов. радио, 1978, — 296с.
4. Трифонов А.П. Оценка амплитуды сигнала с неизвестной длительностью / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, П.А. Кондратович, М.В. Трифонов // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника .2012, Т.55, №9. С.3–10.
5. Трифонов, А.П. Характеристики оценок амплитуды сигнала с неизвестными моментами появления и исчезновения / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, П.А. Кондратович, М.В. Трифонов, К.А. Зимовец // Нелинейный мир, 2013, №3, С. 208–220.

REFERENCES

1. Trifonov, A. P. Shinakov, Yu. S. Joint discrimination of signals and estimation of their parameters against hindrances. M.: Radio I Svyaz', 1986. – 268 p.
2. Tikhonov, V.I. Optimal signal reception. M.: Radio I Svyaz', 1983. – 320 p.
3. Kulikov, E.I., Trifonov, A. P. Estimation of a signal parameters against the background noise. M.: Sov. Radio, 1978. – 296 p.
4. Trifonov A.P., Korchagin Y.E., Kondratovich P.A., Trifonov M.V. Amplitude estimation of signal with unknown duration // Radioelectronics and Communications Systems. 2012. V. 55. № 9. P. 385-392.
5. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Kondratovich P.A., Trifonov M.V., Zimovets K.A. The amplitude estimation characteristics of signal with unknown the moments of occurrence and disappearance // Nonlinear world, 2013, №3, P. 208–220.

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ

В. К. Клочко

Рязанский государственный радиотехнический университет (РГРТУ), Рязань, Россия

Аннотация. Рассматриваются в сравнении три подхода к обработке нескольких сигналов отражения – обработка во временной области, в частотной области и совместная частотно-временная обработка. Для обработки во временной области предлагается подход к выделению каждого сигнала из смеси сигналов, основанный на экстраполяции первоначально выделенных сигналов, их вычитании из сглаженной смеси сигналов и оценивании фазы с помощью фильтра Калмана. Для разрешения принимаемых сигналов с близкими доплеровскими частотами и моментами времени прихода, предлагается частотно-временная обработка, основанная на сравнении числа сигналов, обнаруженных во временной и частотной областях, а также найденных в этих областях координат источников сигналов. Показано преимущество частотно-временной обработки сигналов.

Ключевые слова: обработка радиосигналов, временная обработка, частотная обработка, частотно-временная обработка, разрешение сигналов, оценки координат.

TIME-FREQUENCY PROCESSING OF RADIO SIGNALS

V. K. Klochko

Ryazan State Radio Engineering University (RGRTU), Ryazan, Russia

Abstract. Three approaches to processing reflection radio signals are considered in comparison - processing in the time domain, in the frequency domain and joint time-frequency signal processing. For processing in the time domain, a new approach is proposed to select each signal from a mixture of signals based on extrapolation of initially isolated signals, their subtraction from the smoothed mixture of signals and phase estimation using the Kalman filter. For signal resolution signals received with close Doppler frequencies and arrival times, time-frequency processing is proposed based on comparing the number of signals and coordinates of its sources found in the time and frequency domains. The advantage of time-frequency signal processing is shown.

Keywords: radio signal processing, time processing, frequency processing, time-frequency processing, signal resolution, coordinate estimates.

1. ВВЕДЕНИЕ

Если несколько сигналов имеют близкие доплеровские частоты, то они обнаруживаются в спектре доплеровских частот как один сигнал. Однако, если сигналы приходят в разные моменты времени, то они обнаруживаются по времени прихода (по задержке времени). С другой стороны, возникают ситуации, когда сигналы приходят в близкие моменты времени, но с различными доплеровскими частотами. Не исключается случай, когда сигналы имеют близкие моменты времени задержки и доплеровские частоты, но он маловероятен.

Целью работы является разработка практического алгоритма частотно-временной обработки радиосигналов, позволяющего разрешать несколько сигналов с близкими доплеровскими частотами и моментами времени задержки более эффективно, чем при раздельной временной или частотной обработке.

2. МОДЕЛЬ СИГНАЛА И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Приемопередающая станция посыпает гармонический сигнал $s(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ с амплитудой U_0 , несущей частотой ω_0 и начальной фазой φ_0 в заданном угловом направлении и принимает отраженные сигналы в периоде зондирования, соответствующем заданному рубежу дальности. Такой режим обеспечивает малые энергетические затраты и дает возможность использования малогабаритных мобильных станций.

Положение каждого источника сигнала $M(\theta, \varphi, R)$ в антенной системе координат измеряется углом места θ в вертикальной плоскости OXY , азимутом φ в горизонтальной плоскости OXZ и дальностью R . Движение источника рассматривается в прямоугольной системе координат. Оценки пространственных координат находятся как в сферической, так и прямоугольной системах. Прямоугольные и сферические координаты связаны $x = R \cos \theta \sin \varphi$, $y = R \sin \theta$, $z = R \cos \theta \cos \varphi$.

Отраженные сигналы принимаются антенной решеткой (AP). Приемные элементы AP расположены в плоскости OXY с прямоугольными координатами центров $(x_1, y_1) = (0, 0)$, $(x_2, y_2) = (d_m, 0)$, $(x_3, y_3) = (0, d_m)$, $(x_4, y_4) = (-d_e, 0)$, $(x_5, y_5) = (0, -d_e)$, $d_m > 0$, $d_e > 0$, несимметрично (для учета неоднозначности измерения фазы, d_m – точная база, d_e – грубая база).

Суммарный сигнал отражения принимается антенной решеткой (AP) и проходит тракт первичной обработки в нескольких q -х приемных каналах ($q = \overline{1, Q}$, Q – число каналов по числу приемных элементов AP). После понижения частоты и дискретизации по времени t_i модель дискретной последовательности $\{y_q(t_i)\}$ значений принимаемого сигнала в q -м приемном канале имеет вид [1]

$$\begin{aligned} y(t_i) = \sum_{k=1}^m s_{qk}(t_i - \tau_{qk}) + p_q(t_i) = & \sum_{k=1}^m \tilde{U}_0 G(\varphi_k, \theta_k) \cos(\omega_{dk} t_i - 4\pi R_k / \lambda - \\ & - 2\pi \delta_{qk}(\varphi_k, \theta_k) / \lambda + \xi_k + \varepsilon_q) + p_q(t_i), \\ i = \overline{1, n}, \quad q = \overline{1, Q}, \end{aligned}$$

где n – число дискретных отсчетов момента времени на промежутке времени длительностью $T = t_n - t_1$; τ_{qk} – момент времени появления k -го сигнала в q -м приемном канале; ω_{dk} – промежуточная частота с учетом доплеровского сдвига в k -м сигнале; t_i – текущее дискретное время; λ – длина волны; τ_{qk} – задержка сигнала; m – неизвестное число сигналов; \tilde{U}_{0k} – амплитуда k -го сигнала; R_k – радиальная дальность до k -го источника сигнала; $\xi_k = \varphi_0 + \eta_k$ – случайная величина, η – случайное изменение фазы на $[-\pi, \pi]$ при отражении от сигнала; δ_q – отклонение фронта волны, достигшей q -го бокового элемента AP, относительно центра антенны ($\delta_0 = 0$); ε_q – фазовый шум в q -м канале; p_q – аддитивный белый гауссовский шум в q -м канале; φ_k и θ_k – соответственно азимут и угол места k -го объекта в антенной системе координат; A_k и ψ_{qk} – амплитуда и фаза гармонической модели принимаемого сигнала от k -го объекта в q -м канале.

После прохождения тракта первичной обработки отраженных сигналов последовательности $y_q(t_i)$, $i = \overline{1, n}$, $q = \overline{1, Q}$, подвергаются быстрому преобразованию

Фурье, в результате чего образуются частотные последовательности $\dot{S}_q(\omega_o(i))$, $i = \overline{1, n_1}$, $n_1 > n$, $q = \overline{1, Q}$.

Информация об угловых координатах k -го источника φ_k, θ_k во временной области находится в фазах ψ_{qk} в выражениях δ_{qk} , которые для плоского фронта волны

$$\delta_{qk} = x_q \cos \theta_k \sin \varphi_k + y_q \sin \theta_k,$$

где x_q и y_q – координаты центра q -го приемного элемента АР в антенной прямоугольной системе координат, а угловые координаты φ_k, θ_k определяются методом разности q -х фаз [2].

В частотной области эта же информация находится в аргументах комплексных составляющих спектра доплеровских частот: $\psi_{qk} = \arg \dot{S}_q[\omega_o(i_k)]$, где $\omega_o(i_k)$ – доплеровские частоты, соответствующие k -м сигналам: i_k принимает m значений на $\{1, 2, \dots, n_1\}$.

Задача. Так как число m сигналов от источников заранее неизвестно, то задача заключается в обнаружении и выделении k -х сигналов $s_{qk}(t_i - \tau_{qk})$ в q -х приемных каналах во временной области и обнаружении спектральных составляющих $\dot{S}_q[\omega_o(i_k)]$ k -х сигналов в q -х приемных каналах в полосе доплеровских частот. После выделения сигналов задача заключается в нахождении оценки \hat{m} числа сигналов и оценок угловых координат φ_k, θ_k ($k = \overline{1, \hat{m}}$) источников сигналов методом разности фаз совместно во временной и частотной областях.

3. ОБРАБОТКА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Если сигналы приходят в разные моменты времени τ_k , то для определения τ_k на фоне аддитивного шума можно воспользоваться оптимальным по методу максимального правдоподобия обнаружителем [2]. При этом, что не является принципиальным, можно применить и другие критерии: критерий согласия Пирсона для одной гипотезы H_0 – присутствия дискретного белого шума $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$ или логический критерий "L из N" (например, "2 из 3-х" подряд) попаданий в доверительный интервал, рассчитанный с учетом σ_p [2]. Главным отличием предлагаемого алгоритма является способ выделения из смеси сигналов отдельных составляющих во временной области.

Алгоритм обработки сигналов во временной области сводится к следующим операциям.

1. На начальном промежутке времени $[t_1, \tau_1]$, предшествующем моменту времени τ_1 появления первого сигнала, в q -х каналах действует дискретный белый шум: $y_q(t_i) = p_q(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, $i = 1, 2, \dots$, с нулевым средним и дисперсией σ_p^2 . Последовательности $\{y_q(t_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, подаются на вход одноступенчатого экспоненциального фильтра нулевого порядка, который оценивает среднее нулевое значение шумового сигнала, и в соответствии с операциями, изложенными в [4], обнаруживаются моменты времени τ_{q1} появления сигналов $s_{q1}(t_i - \tau_{q1})$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \geq \tau_{q1}$.

2. После принятия решения о наличии сигналов $s_{q1}(t_i - \tau_{q1})$, $q = \overline{1, Q}$, от первого объекта, начиная с моментов τ_{q1} , включается в работу трехступенчатый

экспоненциальный фильтр, наиболее простой в реализации и сглаживающий последовательность $y_q(t_i)$ по модели 2-го порядка в пределах эффективной памяти фильтра в каждом q -м канале с целью подавления шумов $p_q(t_i)$. При этом увеличивается отношение сигнал-шум.

Получаются сглаженные последовательности $\tilde{y}_{q1}(t_i) = s_{q1}(t_i - \tau_{q1}) + \tilde{p}_{q1}(t_i)$, $t_i \geq \tau_{q1}$, где $\tilde{p}_{q1}(t_i)$ – ошибка сглаживания. По сглаженным значениям $\tilde{y}_{q1}(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, вычисляются оценки полупериодов сигналов в Q каналах и по совокупности этих оценок определяется оценка частоты $\hat{\omega}_1$. Одновременно находятся остаточные ряды

$$e_{q1}(t_i) = y_q(t_i) - \tilde{y}_{q1}(t_i), \quad q = \overline{1, Q},$$

которые обрабатываются одноступенчатым экспоненциальным фильтром для обнаружения моментов времени τ_{q2} появления второго сигнала.

3. Сглаженные последовательности $\tilde{y}_{q1}(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, $\tau_{q1} < t_i < \tau_{q2}$, запоминаются и повторно обрабатываются алгоритмом оценивания фазы сигнала. Известны оптимальные по методу максимального правдоподобия измерители фазы и амплитуды сигнала на фоне аддитивного шума [2]. Оптимальный измеритель фазы [2] требует наличия линии задержки по фазе и вычисления корреляционного интеграла от опорного и принимаемого сигнала для каждой задержки по фазе. В работе для оценивания фазы выбран дискретный фильтр Калмана [3], позволяющий наряду с оцениванием фазы дополнительно сглаживать сигнал, что положительно отличает его от эвристических алгоритмов измерения фазы. В разделе моделирования будет проведено сравнение работы предлагаемого алгоритма с применением оптимального измерителя фазы [2] и Калмановского фильтра.

Калмановский фильтр настроен на гармоническую модель сигнала [5] вида

$$s_{q1}(t_i - \tau_{q1}) = a_{q1} \cos \hat{\omega}_1 t_i + b_{q1} \sin \hat{\omega}_1 t_i,$$

где $\hat{\omega}_1$ – найденная оценка частоты; a_{q1} и b_{q1} – параметры, постоянные в пределах эффективной памяти фильтра.

Фильтр Калмана [5] последовательно во времени t_i находит оценку вектора состояния $\hat{X}_i = (\hat{a}_{q1}(t_i), \hat{b}_{q1}(t_i))^T$, и на основе оценок параметров $\hat{a}_{q1}(t_i), \hat{b}_{q1}(t_i)$ вычисляются оценки фаз в q -х каналах к моментам времени τ_{q2} прихода второго сигнала

$$\hat{\psi}_{q1} = \arctg(\hat{b}_{q1}(\tau_{q2}) / \hat{a}_{q1}(\tau_{q2})), \quad q = \overline{1, Q},$$

или с учетом π в зависимости от знаков $\hat{a}_{q1}(\tau_{q2})$ и $\hat{b}_{q1}(\tau_{q2})$.

Дальнейшая обработка фаз $\hat{\psi}_{q1}$, $q = \overline{1, Q}$, найденных или оптимальным измерителем фаз [6], или фильтром Калмана происходит по методу разности фаз и результатом обработки являются оценки угловых координат $\hat{\phi}_1, \hat{\theta}_1$ первого источника.

4. По остаточным рядам $e_{q1}(t_i)$, $t_i > \tau_{q1}$, обнаруживаются моменты времени τ_{q2} и принимается решение о наличии сигналов $s_{q2}(t_i - \tau_{q2})$, $q = \overline{1, Q}$, от второго источника. Начиная с моментов времени τ_{q2} , формируются и запоминаются последовательности значений экстраполированных оценок сигналов от первого источника на основе гармонической модели

$$\hat{s}_{q1}(t_i - \tau_{q1}) = \hat{a}_{q1}(\tau_{q2}) \cos \hat{\omega}_1 t_i + \hat{b}_{q1}(\tau_{q2}) \sin \hat{\omega}_1 t_i, \quad q = \overline{1, Q}, \quad t_i > \tau_{q2}.$$

5. По истечению времени Δt переходного процесса (величина Δt устанавливается эмпирически), начиная с момента $\tau_{q2} + \Delta t$, производится вычитание из сглаженных входных последовательностей $\tilde{y}_q(t_i)$ экстраполированных оценок первых сигналов, и разность принимается за оценку вторых сигналов $s_{q2}(t_i - \tau_{q2})$:

$$\hat{s}_{q2}(t_i - \tau_{q2}) = \tilde{y}_q(t_i) - \hat{s}_{q1}(t_i - \tau_{q1}), \quad q = \overline{1, Q}, \quad t_i \geq \tau_{q2} + \Delta t.$$

Наличие времени Δt переходного процесса дает возможность установиться процессу суммирования двух сигналов, а также делает некритичным точность определения момента прихода вторых сигналов.

6. Подсчитывается число полупериодов сигналов $\hat{s}_{q2}(t_i - \tau_{q2})$, $q = \overline{1, Q}$, и находится оценка частоты $\hat{\omega}_2$. Запомненные последовательности $\hat{s}_{q2}(t_i - \tau_{q2})$ повторно обрабатываются фильтром Калмана на основе модели сигнала

$$\hat{s}_{q2}(t_i - \tau_{q2}) = a_{q2} \cos \hat{\omega}_2 t_i + b_{q2} \sin \hat{\omega}_2 t_i,$$

и методом разности фаз находятся оценки угловых координат $\hat{\phi}_2, \hat{\theta}_2$ второго объекта.

7. Продолжается сглаживание входных последовательностей $y_q(t_i)$ при $t_i \geq \tau_{q2}$ трехступенчатым фильтром, в результате получаются сглаженные последовательности

$$\tilde{y}_{q2}(t_i) = s_{q1}(t_i - \tau_{q1}) + s_{q2}(t_i - \tau_{q2}) + \tilde{p}_{q2}(t_i), \quad t_i \geq \tau_{q2}.$$

Одновременно вычисляются остаточные ряды

$$e_{q2}(t_i) = y_q(t_i) - \tilde{y}_{q2}(t_i), \quad q = \overline{1, Q},$$

которые обрабатываются одноступенчатым экспоненциальным фильтром для обнаружения моментов времени τ_{q3} появления третьего сигнала.

С моментов τ_{q3} повторяются операции пп. 1 – 7, выделяются сигналы $\hat{s}_{q3}(t_i - \tau_{q3})$, вычисляются оценки $\hat{\phi}_3, \hat{\theta}_3$ и т. д. происходит обработка в пределах времени T .

В результате находится оценка числа обнаруженных сигналов \hat{m}_1 как число обнаруженных моментов времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}_1}$ и запоминаются оценки угловых координат $\hat{\phi}_{1k}, \hat{\theta}_{1k}$, $k = \overline{1, \hat{m}_1}$.

4. ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА

Алгоритм обработки в частотной области следующий.

1. Последовательности $y_q(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, $i = \overline{1, n}$, запомненные на промежутке времени наблюдения длительностью T , подвергаются быстрому преобразованию Фурье. В результате в полосе доплеровских частот образуются спектры в виде комплексных последовательностей $\dot{S}_q(\omega_o(i))$, $i = \overline{1, n_1}$, $n_1 > n$, $q = \overline{1, Q}$.

2. Выделяются спектральные составляющие на \hat{m}_2 частотах, на которых амплитуды $|\dot{S}_q(\omega_o(i_k))|$ превышают порог обнаружения полезного сигнала во всех Q каналах.

3. Методом разности фаз $\psi_{qk} = \arg \dot{S}_q(\omega_o(i_k))$, взятых на выделенных частотах, находятся оценки угловых координат $\hat{\phi}_{2k}, \hat{\theta}_{2k}$, $k = \overline{1, \hat{m}_2}$, где \hat{m}_2 – оценка числа сигналов, разрешенных по доплеровской частоте.

Если все сигналы разрешены по доплеровской частоте, то точность оценок угловых координат, найденных в частотной области, в общем случае выше точности

оценок, найденных во временной области, что обусловлено большей длительностью n частотной последовательности по сравнению с меньшей длительностью отдельных участков временной последовательности.

Алгоритм совместной обработки сигналов во временной и частотной областях следующий.

1. Принятые сигналы одновременно обрабатываются во временной и частотной областях. Результатом обработки являются оценки угловых координат $\hat{\phi}_{1k}, \hat{\theta}_{1k}, k = \overline{1, \hat{m}_1}$, найденных во временной области, и оценки координат $\hat{\phi}_{2k}, \hat{\theta}_{2k}, k = \overline{1, \hat{m}_2}$, найденных в частотной области.

2. Если $\hat{m}_1 \leq \hat{m}_2$, то берутся оценки, найденные в частотной области.

3. Если $\hat{m}_1 > \hat{m}_2$, то в упрощенной версии алгоритма берутся оценки, найденные во временной области.

4. В усложненной версии в случае $\hat{m}_1 > \hat{m}_2$ осуществляется классификация оценок $\hat{\phi}_{2k} \hat{\theta}_{2k}, k = \overline{1, \hat{m}_2}$, на предмет их соответствия оценкам $\hat{\phi}_{1k}, \hat{\theta}_{1k}, k = \overline{1, \hat{m}_1}$. Смысл классификации состоит в том, что приоритет имеют более точные оценки, найденные в частотной области. Но так как их количество \hat{m}_2 в данном случае меньше, чем \hat{m}_1 во временной области, то во временной области следует найти $\hat{m}_1 - \hat{m}_2$ оценок угловых координат источников, которые не были найдены в частотной области. Эта стандартная задача классификации решается на основе критерия близости векторов оценок угловых координат с привлечением нормы разности векторов.

Рассмотренный алгоритм частотно-временной обработки сигналов и сопутствующие ему алгоритмы обработки во временной и частотной областях следует отнести к эвристическим алгоритмам, так как они совместно не отвечают единому критерию синтеза. Поэтому эффективность работы алгоритмов проверялась компьютерным моделированием.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Проводилось компьютерное моделирование трех алгоритмов: алгоритма обработки сигналов в частотной области, во временной области и частотно-временной области. Приемопередающая станция посыпала непрерывный сигнал в сантиметровом диапазоне длин волн. Сложение за источниками сигналов осуществлялось в пределах круговой диаграммы направленности (ДН) в 2^0 на уровне 0,5 мощности. Параметры АР выбирались как $d_m = 3\lambda$, $d_z = 0,5\lambda$ при $\lambda = 0,03$ м. Принимаемые в АР сигналы переводились на промежуточную частоту f_n и моделировались с шагом дискретизации $\Delta t = 1/(8f_n)$, где $f_n = 10$ кГц. Фазовый шум действовал в каждом q -м канале по равномерному закону на $[0, \pi/10]$.

Источники двигались с близкими скоростями от 10 до 11 м/с в направлении приемопередающей станции, первоначально удаленной от них на 1 км по радиальной дальности, и занимали по отношению к ней положение по двум угловым координатам от 29^0 до 31^0 . Сигналы приходили с разной задержкой по времени и моделировалось преимущественно плохое разрешение по доплеровской частоте.

Считалось, что все сигналы обнаружены правильно, если оценка \hat{m} числа сигналов совпадала с числом m моделируемых сигналов, оценки угловых координат источников не выходили за пределы ширины ДН, а ошибки измерения угловой координаты азимута и угла места не превышали 1^0 .

На рисунке 1 показаны зависимости оценки вероятности обнаружения одного сигнала во временной области с применением оптимального измерителя фазы, обеспечивающего границу точности измерения фазы по неравенству Крамера – Рао [6], и измерителя фазы с помощью фильтра Калмана. Сравнение дает возможность определить условия применимости алгоритма частотно-временной обработки на уровне 14 – 20 дБ для обеспечения вероятности обнаружения не ниже 0,8. Представленные далее результаты моделирования получены с применением фильтра Калмана и могут быть улучшены в случае использования оптимального измерителя фазы [2]. Независимо от этого результаты моделирования показывают преимущество совместной частотно-временной обработки сигналов.

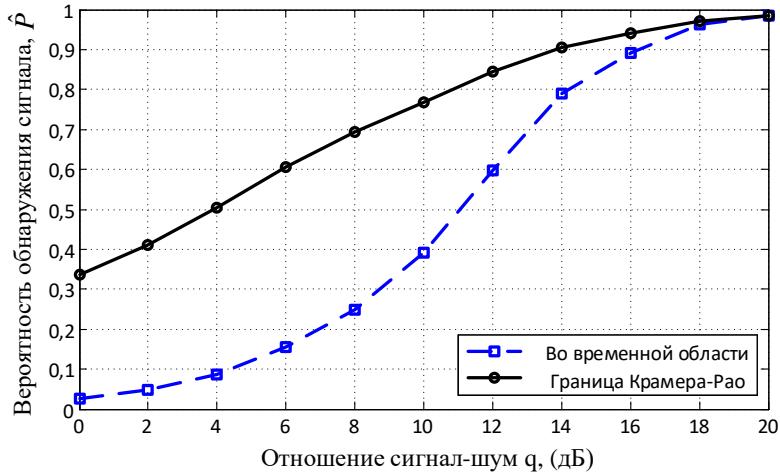


Рис. 1. Сравнение с границей Крамера – Рао.

На рисунках 2 и 3 даны графики зависимости оценок вероятности правильного обнаружения двух и трех сигналов от отношения сигнала-шум для всех алгоритмов.

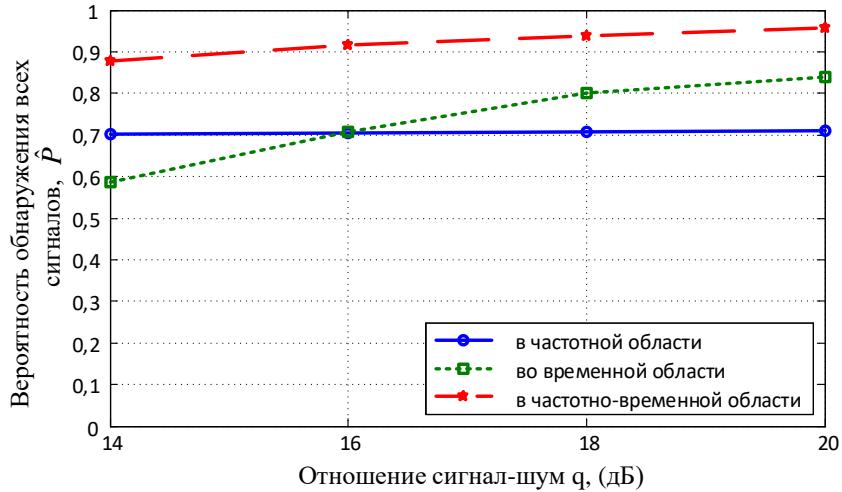


Рис. 2. Зависимости вероятности обнаружения всех сигналов от отношения сигнала-шум (для двух сигналов).

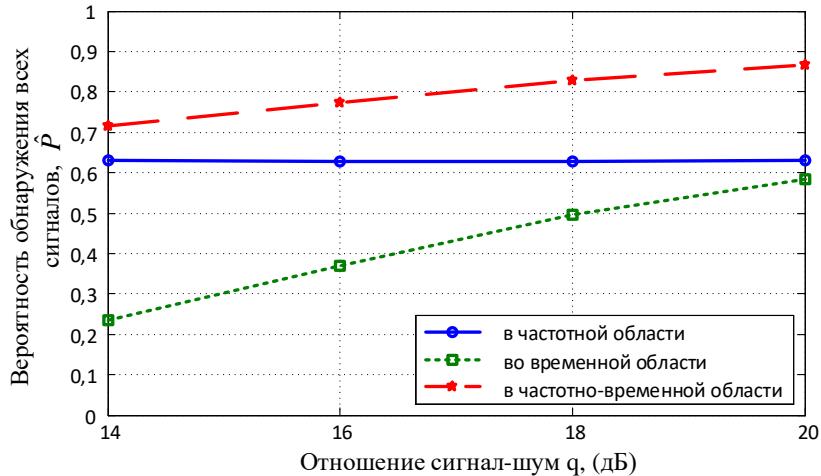


Рис. 3. Зависимости вероятности обнаружения всех сигналов от отношения сигнал-шум (для трех сигналов).

Видно (рисунки 2 – 3) что при близких показателях точности правильных оценок алгоритм частотно-временной обработки имеет преимущество по вероятности правильного обнаружения сигналов.

Моделирование показывает, что преимущество временной обработки по сравнению с частотной по вероятности обнаружения всех сигналов при отношении сигнал-шум 20 дБ выражается в повышении вероятности с 0,71 до 0,84, а частотно-временной обработки – в повышении вероятности с 0,71 до 0,96 в условиях моделирования.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В плане разрешения нескольких сигналов и оценивания угловых координат источников сигналов в пятиканальной доплеровской РЛС рассмотрены в сравнении три алгоритма обработки сигналов отражения – обработка во временной области, в частотной области и совместной частотно-временной обработки. Для обработки во временной области предложен подход к выделению каждого сигнала из смеси сигналов, основанный на экстраполяции первоначально выделенных сигналов, их вычитании из сглаженной смеси сигналов и оценивании фазы с помощью фильтра Калмана. Для обработки в частотной области рассмотрен известный подход выделения спектральных составляющих смеси в спектрах доплеровских частот с последующим определением угловых координат методом разности фаз.

Для возможности разрешения сигналов от источников, движущихся с близкими векторами скорости, предложен алгоритм частотно-временной обработки, основанный на сравнении числа сигналов, выделенных во временной и частотной областях, а также координат источников. Представленные результаты компьютерного моделирования показывают преимущество частотно-временного подхода. Перспектива исследований направлена на изучение технических возможностей применения данного алгоритма как в отдельной приемопередающей станции, так и в полуактивной системе позиционирования нескольких приемников [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Ключко В. К., Ву Б. Х. Частотно-временная обработка сигналов в доплеровском радиоприемнике// Цифровая обработка сигналов. 2023. № 2. С. 15 – 21.
2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов.Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2015. 440 с.

3. Клочко В. К., Кузнецов В. П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. Вып. 80. С. 12 – 23.
4. Клочко В. К., Ву Б. Х. Обнаружение подвижных источников системой радиоприемников // Цифровая обработка сигналов. 2022. № 4. С. 50 - 55.

REFERENCES

1. Klochko V. K., Vu B. H. Time-frequency signal processing in Dopplerradio receivers // Digital signal processing. 2023. No. 2. pp. 15-21.
2. Bakulev P. A. Radar systems. Textbook for universities. 3rd ed., revised and additional. M.: Radio Engineering, 2015. 440 p.
3. Klochko V. K., Kuznetsov V. P., Vu B. H. Estimation of parameters of radio signals from mobile low-altitude objects // Bulletin of the Ryazan State Radio-Technical University. 2022. Issue 80. pp. 12-23.
4. Klochko V. K., Vu B. H. Detection of mobile sources by a radio reception system // Digital signal processing. 2022. No. 4. pp. 50-55.

АЛГОРИТМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЛОКАТОРЕ С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ

Г. Л. Павлов, В. Б. Сучков, А. Ю. Перов

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана (МГТУ им. Н.Э. Баумана), Москва, Россия

Аннотация. В работе показан новый подход для решения задачи автоматической классификации радиолокационных объектов на основе метода главных компонент. Новизна описанного подхода заключается в применении многоточечного представления цели для формирования базы данных поляризационных радиолокационных портретов радаром с синтезированием апертуры Ка-диапазона для различных ракурсов визирования. После обучения была проведена верификация алгоритма классификации на основе метода главных компонент тестовой выборкой поляризационных радиолокационных сигнатур исследуемых целей.

Ключевые слова: синтезирование апертуры; поляризационная селекция; метод главных компонент.

ALGORITHM FOR POLARIZATION SELECTING OBJECTS WITH INVERSE SYNTHETIC APERTURE RADAR BASED ON PRINCIPAL COMPONENT ANALYSIS

G. L. Pavlov, V.B. Suchkov, A.Y. Perov

Bauman Moscow State Technical University (BMSTU), Moscow, Russia

Abstract. The article presents a new approach to the problem of automatic classification of radar targets based on the principal components algorithm. The new approach consists in the application of multi-point target representation to generate a database of polarization radar portraits by the Ka-band synthetic aperture radar. After training, the classification algorithm was verified on a test set of polarization radar signatures of the analysed targets.

Keywords: aperture synthesis; polarization selection; principal component analysis.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последнее время возрастает интерес к решению задач классификации объектов локации, как наземных, так и воздушных по их радиолокационным сигнатурям. На сегодняшний день представлено множество алгоритмов автоматического распознавания целей на радиолокационных портретах радаров с синтезированием апертуры (СА) [1, 2].

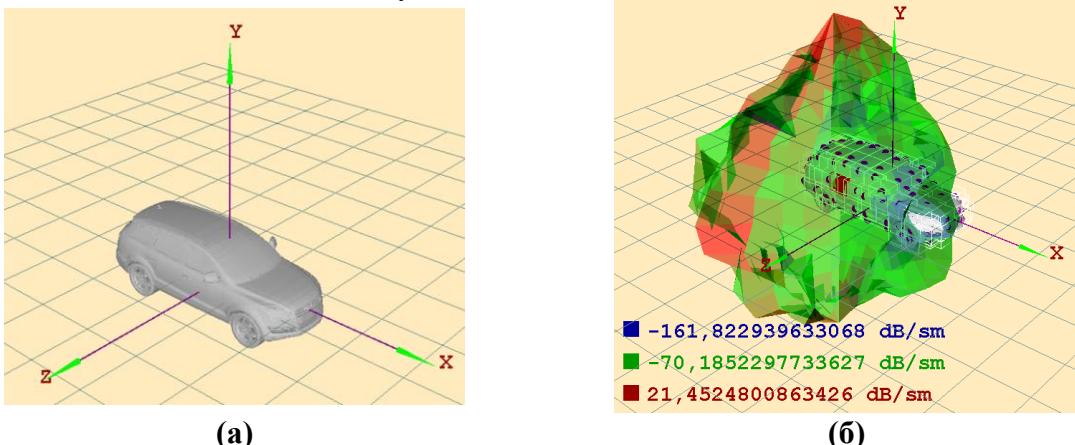
Использование поляризационных характеристик позволяет решить ряд задач, связанных с селекцией антропогенных объектов на фоне мешающих отражений природных образований, а также решить проблему идентификации и классификации целей, имеющих простую форму (тела вращения, уголковые отражатели и т.п.) [3]. В качестве модели, отвечающей процессу отображения радиофизических свойств целей простой формы в поляризационных параметрах рассеянной волны, используется поляризационная матрица рассеяния «точечного» объекта.

Основной проблемой в процессе верификации алгоритмов автоматического распознавания объектов локации является проблема создания обучающей выборки достаточного объёма при полном поляризационном зондировании. В большинстве случаев это связано с невозможностью провести натурные испытания для оценки

отражающих свойств объекта. В представленной работе предлагается решение этой проблемы и приводятся результаты обучения классификатора на основе метода главных компонент.

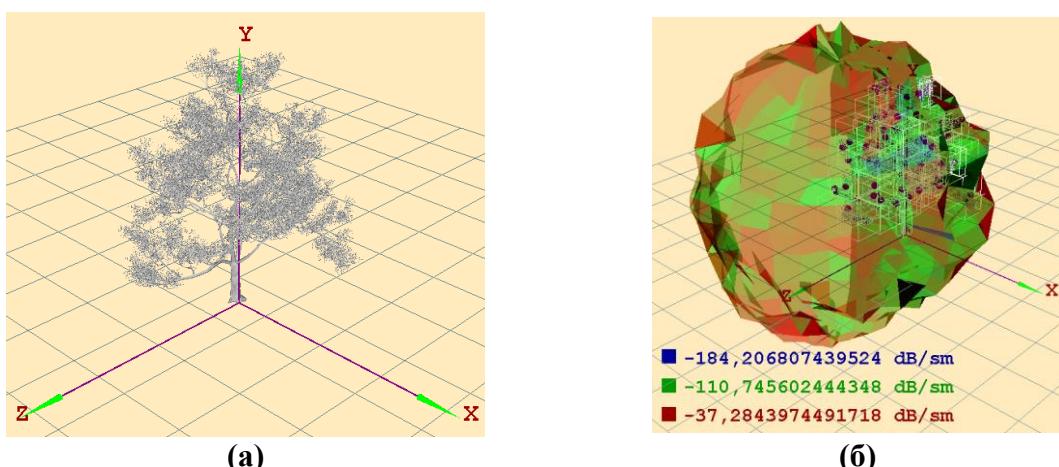
2. МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ ОБУЧАЮЩЕЙ ВЫБОРКИ

Для решения проблемы формирования обучающего набора данных различных типов целей разработана математическая имитационная модель расчёта отражённых сигналов. Классический подход расчёта отражённого сигнала заключается в использовании точной математической модели объекта, представляющей геометрию объекта (рисунок 1, 2) в виде набора плоских треугольных элементов. Точность расчета отраженного сигнала зависит от точности описания геометрии объекта, т.е. от числа треугольников, на которые разбивается цель. Время расчёта отражённых сигналов при данном подходе может занимать существенное количество времени.



a) Полигональная б) Многоточечная (диаграмма ЭПР точки в Ка-диапазоне на согласованной вертикальной поляризации)

Рис. 1. Модель автомобиля Ауди



а) Полигональная б) Многоточечная (диаграмма ЭПР точки в Ка-диапазоне на согласованной вертикальной поляризации)

Рис. 2. Модель дерева

Для разработки алгоритмов классификации и их верификации в ходе работы была использована математическая модель рассеяния радиоволн миллиметрового диапазона длин волн, основанная на многоточечном представлении объекта локации и радиолокационной сцены [4-6]. Представление сложной геометрии цели в виде

многоточечной модели (рисунок 3) позволяет учитывать сложные радиофизические эффекты при взаимодействии сигналов радиолокатора и типовых целей в сложных сюжетах и сценах при полном поляризационном зондировании. Также применение многоточечной модели цели позволяет существенно сократить время вычисления отражённых сигналов и, соответственно, время формирования обучающей выборки.

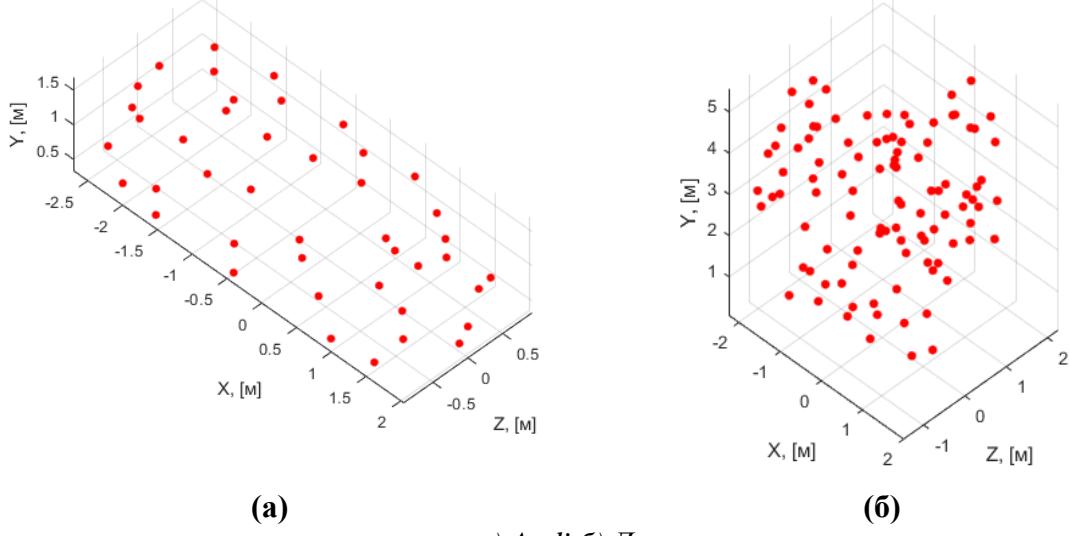


Рис. 3. Многоточечное представление цели

Отображение дальностного и азимутального профилей цели на картинную плоскость, которая определяется опорной точкой и нормалью с началом в опорной точке, позволяет сформировать радиолокационную сигнатуру цели. Накопление отражённого сигнала на рабочей частоте f_0 радиолокатора производится в пределах конечной полосы пропускания $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$ зондирующего ЛЧМ сигнала и заданных углах визирования азимута (α) и места (β).

Расчет входного сигнала радиолокатора при формировании высококонтрастного радиолокационного портрета с заданного угла визирования цели производился с использованием значений ЭПР, рассчитанных на этапе формирования многоточечного представления объекта. Комплексный коэффициент отражения локального отражателя многоточечной модели определяется из соотношения (1):

$$\dot{\rho}_k = \sqrt{\frac{\sigma_k}{4\pi}} \exp\left(-i2\frac{2\pi}{\lambda}R_k\right), \quad (1)$$

где $\dot{\rho}_k$ – комплексный коэффициент отражения;

σ_k – ЭПР k -й точки, которая вычисляется за счет интерполяционных соотношений для соседних значений диаграммы ЭПР;

R_k – дальность от k -й точки модели до антенны радиолокатора, [м].

Отражающие свойства точечного отражателя описываются поляризационной матрицей рассеивания в следующем виде соотношения (2):

$$\begin{pmatrix} E_T^s \\ E_B^s \end{pmatrix} = e^{j2\vec{r}_a \cdot \vec{r}_k} \cdot \begin{pmatrix} \dot{\rho}_k^{IT} & \dot{\rho}_k^{IB} \\ \dot{\rho}_k^{BT} & \dot{\rho}_k^{BB} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_T^i \\ E_B^i \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где E_T^s , E_B^s – напряженность поля обратного рассеяния на горизонтальной и вертикальной поляризациях соответственно, [В/м];

\vec{r}_a – векторное волновое число в направлении распространения зондирующего сигнала;

\vec{r}_k – радиус-вектор до точечного отражателя с координатами (x_k, z_k, y_k) в системе координат цели, [м];

$\dot{\rho}_k^{\Gamma\Gamma}, \dot{\rho}_k^{\Gamma B}, \dot{\rho}_k^{B\Gamma}, \dot{\rho}_k^{BB}$ – элементы поляризационной матрицы рассеивания, представляющие комплексные коэффициенты отражения.

Напряжённость электрического поля обратного рассеяния от объекта можно аппроксимировать как сумму значений поля обратного рассеяния от k конечного числа точечных отражателей многоточечной модели и отобразить на картинную плоскость в следующем виде [7]:

$$E^s(x, y, z) \cong |\dot{\rho}_k| \cdot \mathcal{F}_1^{-1} \left\{ e^{-j2\pi \cdot \left(\frac{2f}{c}\right) \cdot x_k} \right\} \cdot \mathcal{F}_1^{-1} \left\{ e^{-j2\pi \cdot \left(\frac{k_0\beta}{\pi}\right) \cdot y_k} \right\} \cdot \mathcal{F}_1^{-1} \left\{ e^{-j2\pi \cdot \left(\frac{k_0\alpha}{\pi}\right) \cdot z_k} \right\}, \quad (3)$$

где $E^s(x, y, z)$ – радиолокационный портрет в пространстве картинной плоскости при полном поляризационном зондировании;

\mathcal{F}_1^{-1} – операция обратного преобразования Фурье.

С целью разработки алгоритма селекции цели на радиолокационном изображении и его верификации была сформирована база данных рассмотренных ранее объектов. Изображения генерировались при углах обзора по азимуту $\alpha = 0, 5, \dots, 90^\circ$ и места $\beta = 45^\circ$ при полном поляризационном зондировании для радиолокатора Ка-диапазона с рабочей частотой, соответствующей длине волны 8 мм. Таким образом для одной цели на одной поляризации формируется 19 изображений разрешением 875 на 656 пикселей. Для двух типов целей общее количество изображений составляет 114. Для всех изображений выполнялась нормировка по уровню -30 дБ. На рисунках 4, 5 представлены результаты формирования радиолокационных портретов автомобиля Ауди и дерева.

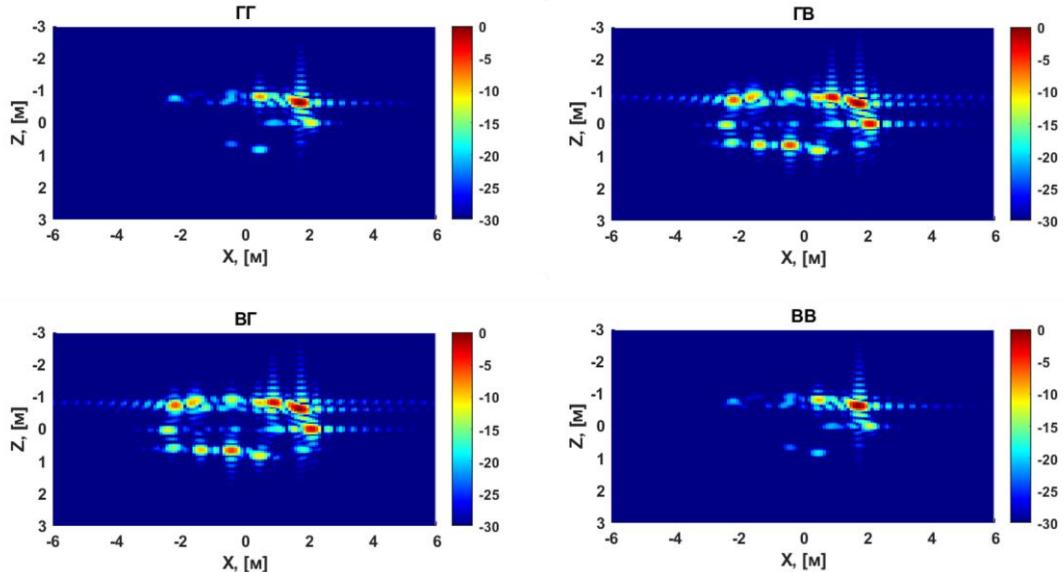


Рис. 4. Радиолокационные сигнатуры автомобиля Ауди с ракурса $\alpha = 45^\circ$, $\beta = 45^\circ$

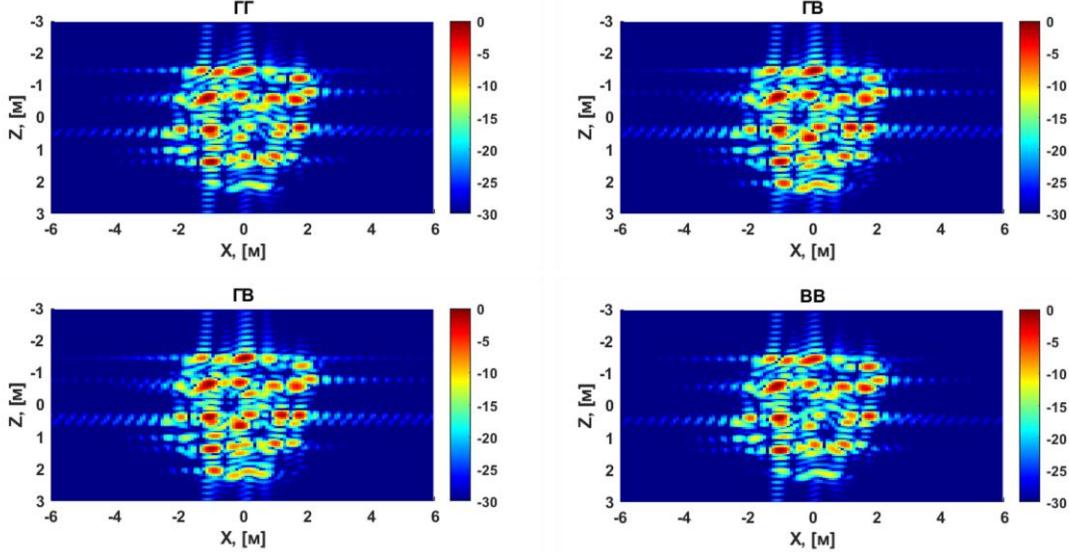


Рис. 5. Радиолокационные сигнатуры дерева с ракурса $\alpha = 45^\circ$, $\beta = 45^\circ$

Сформированная база данных радиолокационных сигнатур уже может выступать в качестве шаблонов классификации объектов методами корреляционной обработки изображений. Однако в исходном изображении паттерна классификации присутствуют избыточные, неинформативные или слабо информативные признаки, от которых можно избавиться путём снижения размерности данных. Одним из таких методов является метод главных компонент, который позволяет: проводить сжатие изображений; увеличить общую производительность алгоритма классификации; избежать проблемы переобучения; визуализировать данные высокой размерности в двухмерном/трёхмерном представлении; представить нелинейные данные в линейно разделимой форме.

3. АЛГОРИТМ КЛАССИФИКАЦИИ МЕТОДОМ ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ

Метод главных компонент (с англ. *principal component analysis, PCA*) снижает размерность данных путём ортогонального линейного преобразования в факторное пространство признаков, что, по сути, является аффинным преобразованием. Общая дисперсия, зафиксированная всеми факторами, равна общей дисперсии в исходном наборе данных. Первый фактор фиксирует наибольшее изменение данных, а второй главный компонент фиксирует максимальную дисперсию, ортогональную главному фактору, и так далее для всего пространства исходных признаков.

При формировании обучающей выборки по n изображениям (x_1, x_2, \dots, x_n) размерностью $M \times N$ (количество пикселей по высоте и ширине изображения) в первую очередь их необходимо преобразовать в вектор признаков размерностью $1 \times MN$. Таким образом исходные изображения формируют матрицу признаков размерностью $n \times MN$ следующего вида

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1MN} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2MN} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nMN} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где X – матрица признаков;

x_{ij} – j -й пиксель i -го изображения.

Далее необходимо выполнить стандартизацию исходной матрицы признаков процедурой центрирования исходных данных в новой факторной системе координат

$$\bar{X}_\mu = X_i - \mu, \quad (5)$$

где \bar{X}_μ – центрированная матрица признаков;

$i = 1, 2, \dots, n$ – номер изображения в пространстве признаков;

μ – вектор математического ожидания исходной матрицы признаков X .

Для центрированной матрицы \bar{X}_μ вычисляется матрица ковариации Q

$$Q = \left(\frac{\bar{X}_\mu^T \cdot \bar{X}_\mu}{n-1} \right). \quad (6)$$

Ковариационная матрица Q предназначена для набора данных в старой системе координат, где данные коррелированы. Для перехода в новую факторную систему координат требуется диагонализировать ковариационную матрицу. Из теории линейных систем управления известно, что диагонализировать матрицу можно с помощью матрицы преобразования P , такой, что

$$P^{-1} Q P = \Lambda, \quad (7)$$

для ортогональной матрицы P можно выражение (6) записать в следующем виде

$$P^T Q P = \Lambda, \quad (8)$$

где $\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{MN} \end{bmatrix}$ – диагональная матрица размерностью $MN \times MN$, диагональ

которой содержит все собственные значения (λ) ковариационной матрицы Q :

Матрица преобразования P может быть найдена по собственным векторам ковариационной матрицы Q . Поскольку размер ковариационной матрицы $MN \times MN$, соответственно существует MN собственных векторов размерностью $1 \times MN$, которые ортогональны друг другу:

$$P_1 = \begin{bmatrix} P_{11} \\ P_{12} \\ \dots \\ P_{1MN} \end{bmatrix}; P_2 = \begin{bmatrix} P_{21} \\ P_{22} \\ \dots \\ P_{2MN} \end{bmatrix}; \dots; P_{MN} = \begin{bmatrix} P_{MN1} \\ P_{MN2} \\ \dots \\ P_{MNMN} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Если расположить все собственные векторы рядом, то можно составить матрицу преобразования P следующим образом

$$P = [P_1 \ P_2 \ \dots \ P_{MN}] = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{21} & P_{31} & \dots & P_{MN1} \\ P_{12} & P_{22} & P_{32} & \dots & P_{MN2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{1MN} & P_{2MN} & P_{3MN} & \dots & P_{MNMN} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Теперь матрица, представленная в (10), может быть использована для проекции набора исходных признаков X на оси новой «факторной» системы координат:

$$T_{n \times MN} = [X_\mu]_{n \times MN} \cdot P_{MN \times MN} = [X - \mu]_{n \times MN} \cdot P_{MN \times MN}, \quad (11)$$

где $T_{n \times MN}$ – исходные данные в факторном пространстве признаков.

Можно заметить, что преобразованный спроектированный набор данных T имеет размер $n \times MN$. Это означает, что не происходит снижение размерности, поскольку для

преобразования используется полная матрица преобразования P и все собственные векторы представляют все факторные оси.

Для решения проблемы снижения размерности необходимо выбрать только L собственных векторов (столбцов матрицы преобразования P), соответствующих L наибольшим собственным значениям. Таким образом, новый размер уменьшенной матрицы перехода P равен $MN \times L$, а проекция исходных данных в пространство признаков (11) будет выглядеть следующим образом

$$T_{n \times L} = [X - \mu]_{n \times MN} \cdot P_{MN \times L}. \quad (12)$$

Количество значимых признаков L в большинстве случаев находится в диапазоне от 5 до 50, а значение $M \cdot N$ более тысячи, поэтому достигается существенное снижение размерности набора входных данных $X \{X_{n \times MN} > T_{n \times L}\}$. Выбор значения L удобно выполнять по графику вклада каждого фактора в описание общей дисперсии данных (рисунок 6). По рисунку 6 видно, что для рассмотренного обучающего набора данных, первые 15 факторов полностью описывают дисперсию информативных признаков исходного набора данных.

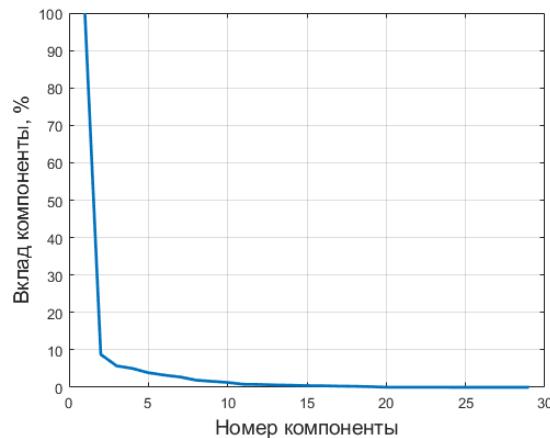


Рис. 6. График зависимости процента вклада от количества факторов

Таким образом изначальная матрица признаков $X_{n \times MN}$, n -я строка которой является одним изображением размера $1 \times MN$, после проекции данных уменьшается до $T_{n \times L}$. Каждая строка матрицы $T_{n \times L}$ представляет собой одно изображение размером $1 \times L$. На рисунке 7 показана диаграмма рассеяния изображений для двух первых факторных осей, на которой изображение представлено одной точкой.

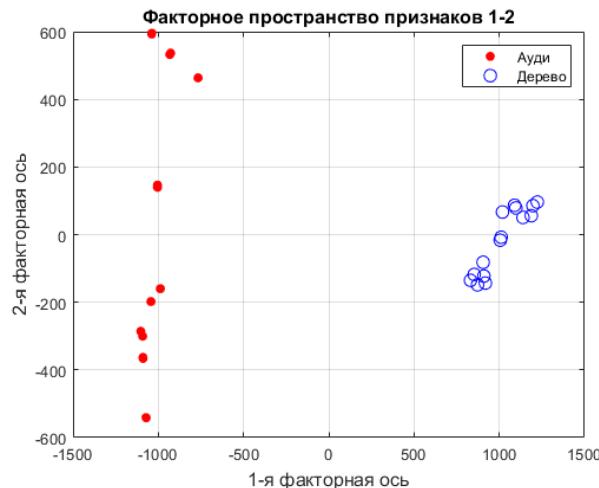


Рис. 7. Поляризационные портреты в проекции на две первые факторные оси

Таким образом используя соотношение (12) можно преобразовать любое тестовое изображение размера $M \times N$ в факторное пространство с помощью матрицы перехода. Также существует обратное преобразование, с помощью которого можно отобразить изображение из факторного пространства в первоначальную область:

$$I_{(1 \times MN)} = I_{PCA(1 \times L)} P_{(L \times MN)}^T + \mu_{(1 \times MN)}, \quad (13)$$

где $I_{(1 \times MN)}$ – изображение в исходном пространстве;

$I_{PCA(1 \times L)}$ – изображение в факторном пространстве.

Каждому изображению в факторном пространстве соответствует точка с конкретными координатами, поэтому в качестве критерия принадлежности тестового изображения к какому-либо классу можно метрику расстояния

$$l_n = \min \left[\sum_{i=1}^L |I_i - I_{i(PCA)}| \right]. \quad (14)$$

где l_n – вектор расстояний между входным тестовым изображением и изображениями, по которым проходило обучение, в факторном пространстве.

На рисунках 8, 9 представлены результаты классификации двух типов целей. Слева на изображениях показано входное изображение, справа – результат классификации.

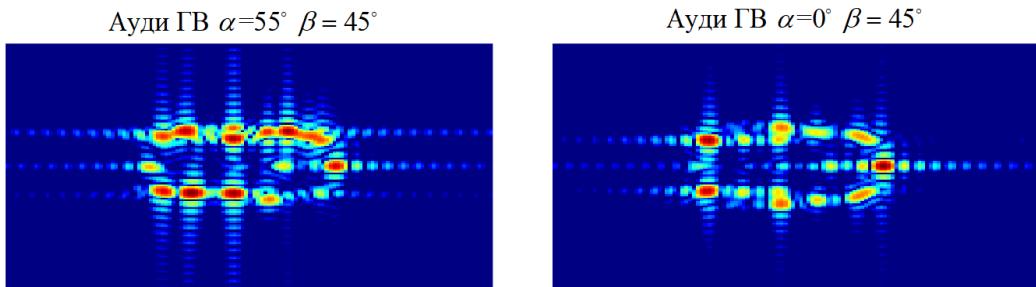


Рис. 8. Результат классификации входного изображения автомобиля Ауди

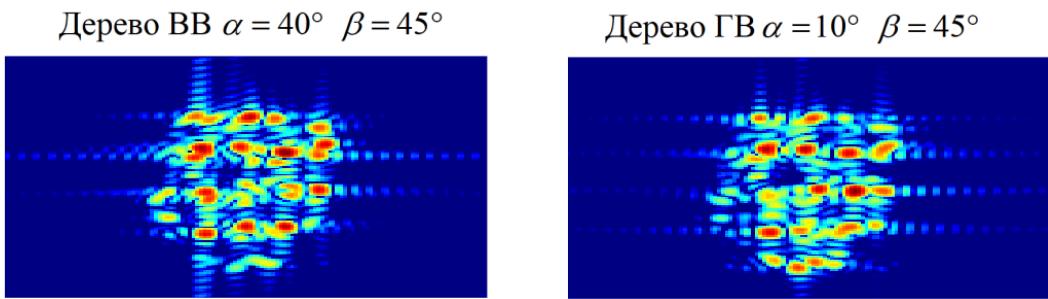


Рис. 9. Результат классификации входного изображения дерева

Стоит отметить, что входные изображения не участвовали в формировании матрицы перехода в факторное пространство, то есть по ним не проходило обучение. И, как видно по рисункам 8, 9, даже с учётом отсутствия в обучающих данных сигнатур целей с некоторых ракурсов, тип цели классифицирован верно.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы для формирования матрицы перехода в факторное пространство использовалось 15 изображений на цель, из которых по 5 изображений на каждую

поляризацию, то есть всего 30 изображений для двух типов целей. При выполнении процедуры снижения размерности неизбежно теряется небольшой процент (не более 15%) вариативности информативных признаков, однако это несущественно в сравнении с преимуществами.

По итогам верификации общая точность классификации типа цели достигла порядка 87% и были выявлены некоторые закономерности в факторном пространстве. На согласованной поляризации изображения располагаются крайне близко друг к другу, что свидетельствует об избыточности пространства признаков. Для дополнительного снижения размерности данных можно вывести обобщённый параметр методами декомпозиции Паули, Ямагучи, Крогагера и другими.

Также в работе критерием принадлежности входного изображения к какому-либо классу выступало минимальное расстояние между изображениями в факторном пространстве. Для повышения точности классификации в качестве критерия принадлежности можно использовать, например, метрику Махalanобиса или метод нахождения максимального правдоподобия, например EM-алгоритмом (англ. Expectation-maximization (EM) algorithm).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ghio S., Giusti E., Martorella M. Low-cost database-free automatic target classification using 3D-ISAR // IEEE 23rd International Radar Symposium (IRS) // 2022. – Pp. 178-183.
2. Yii Pui C. Robust 3D ISAR Ship Classification / Ghio S., Ng B., Giusti E., Rosenberg L., Martorella M. // IEEE Radar Conference (RadarConf23) // 2023. – Pp. 1-6.
3. Акиншин Р. Н. Оценка эффективности алгоритмов поляризационной селекции неподвижных наземных объектов / Хомяков А.В., Румянцев В.Л., Курбатский С.А. //Журнал радиоэлектроники, 2013, №4. – С. 2-2.
4. Борзов А. Б. Миллиметровая радиолокация: методы обнаружения и наведения в условиях естественных и организованных помех / Быстров Р.П., Засовин Э.А., Лихоеденко К.П., Муратов И.В., Павлов Г.Л., Соколов А.В., Сучков В.Б. // М.: Радиотехника, 2010. – 376 с.
5. Сучков В. Б. Методика создания многоточечной модели аэродинамической цели для определения входных сигналов бортовых радиолокационных датчиков // Электромагнитные волны и электронные системы, 2013, Т. 18, №6. – С. 45-53.
6. Borzov A. B. Mathematical modeling and simulation of the input signals of short-range radar systems / Suchkov V.B., Shakhtarina B.I., Sidorkina Yu.A. //Journal of Communications Technology and Electronics, 2014, Vol. 59. – Pp. 1356-1368.
7. Ozdemir C. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms // Hoboken: John Wiley & Sons, 2012. – 416 p.

REFERENCES

1. Ghio S., Giusti E., Martorella M. Low-cost database-free automatic target classification using 3D-ISAR // IEEE 23rd International Radar Symposium (IRS) // 2022. – Pp. 178-183.
2. Yii Pui C. Robust 3D ISAR Ship Classification / Ghio S., Ng B., Giusti E., Rosenberg L., Martorella M. // IEEE Radar Conference (RadarConf23) // 2023. – Pp. 1-6.
3. Akinshin, R.N. Efficiency evaluation of the polarization selection algorithms for stationary ground objects / Khomyakov, A.V.; Rumyantsev, V.L.; Kurbatskiy, S.A. // Journal of Radio Electronics, 2013, No. 4. – Pp. 2-2.
4. Borzov A.B. Millimeter-wave radiolocation: methods of detection and guidance in the conditions of natural and organized interference / Bystrov R.P., Zasovin E.A.,

- Likhоedenko K.P., Muratov I.V., Pavlov G.L., Sokolov A.V., Suchkov V.B. // M.: Radiotekhnika, 2010. – 376 p.
- 5. Suchkov V. B. Methodology of creating a multipoint model of an aerodynamic target for determining the input signals of onboard radar sensors // Electromagnetic Waves and Electronic Systems, 2013, Vol. 18, No. 6. – Pp. 45-53.
 - 6. Borzov A. B. Mathematical modeling and simulation of the input signals of short-range radar systems / Suchkov V.B., Shakhtarин B.I., Sidorkina Yu.A. //Journal of Communications Technology and Electronics, 2014, Vol. 59. – Pp. 1356- 1368.
 - 7. Ozdemir C. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms // Hoboken: John Wiley & Sons, 2012. – 416 p.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА И ФОНА

Ю. Э. Корчагин¹, В. Н. Верещагин²

¹Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»),
Воронеж, Россия

²Акционерное общество «Воронежский научно-исследовательский институт «Вега» (АО «ВНИИ «Вега»), Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнен статистический анализ квазиправдоподобных алгоритмов обнаружения и оценки местоположения квазидетерминированного финитного изображения (двумерного сигнала) при наличии аддитивного пространственного гауссовского белого шума и фона. Исследовано влияние степени отличия от предполагаемого (опорного) и неравномерности распределения интенсивности истинного (принимаемого) изображения на характеристики обнаружения и оценки – вероятности ошибок первого (ложной тревоги) и второго (пропуска изображения) рода, смещение и рассеяние оценки. Исследовано влияние наличия фона в наблюдаемых данных, а также влияние учёта наличия аппликативного фона при синтезе алгоритма обнаружения и оценки на характеристики приёма. В модели наблюдаемых данных введён коэффициент непрозрачности изображения, определяющий особенность взаимодействия изображения и фона. Исследовано влияние коэффициента непрозрачности и его незнания на характеристики приёма.

Ключевые слова: квазидетерминированное изображение; аппликативный фон; аддитивный пространственный гауссовский белый шум; решающая статистика; реализация наблюдаемых данных; алгоритмы обнаружения и оценки местоположения изображения; коэффициент непрозрачности изображения; вероятность ошибки первого и второго рода; смещение и рассеяние оценки.

ANALYSIS OF ALGORITHMS FOR DETECTING AND ESTIMATING IMAGE LOCATION IN THE PRESENCE OF NOISE AND BACKGROUND

Yu. E. Korchagin¹, V. N. Vereshchagin²

¹Federal state budgetary educational institution of higher education «Voronezh state university» (VSU), Voronezh, Russia

²Joint Stock Company «The Voronezh Scientific Research Institute «Vega» (JSC «VNII «Vega»), Voronezh, Russia

Abstract. We performed a statistical analysis of quasi-plausible algorithms for detecting and estimating the location of a quasi-deterministic finite image (two-dimensional signal) in the presence of additive spatial gaussian white noise and background. We investigated the influence of the degree of difference from the assumed (reference) and the unevenness of the intensity distribution of the true (received) image on the characteristics of detection and evaluation – the probability of errors of the first (false alarm) and second (image skipping) kind, displacement and scattering of the assessment. The influence of the presence of background in the observed data, as well as the effect of taking into account the presence of an applicative background in the synthesis of the detection and evaluation algorithm on reception

characteristics, is investigated. The opacity coefficient of the image is introduced into the model of the observed data. This coefficient determines the peculiarity of the interaction of the image and the background. The effect of the opacity coefficient and its ignorance on reception characteristics is investigated.

Keywords: quasi-deterministic image; applicative background; additive spatial gaussian white noise; decisive statistics; implementation of observed data; algorithms for detecting and estimating image location; image opacity coefficient; probability of error of the first and second kind; offset and scattering estimates.

1. ВВЕДЕНИЕ

Статистический анализ и сжатие изображений пространственных неоднородностей с неизвестным местоположением (гауссовых) стохастических полей при наличии фона содержат (включают) задачи оптимального приёма сигналов: задачи обнаружения двумерного сигнала (изображения объекта), различия сигналов, оценки их параметров, фильтрации сообщений, разрешения сигналов, а также распознавания образов и др., решение которых является необходимым для многих областей науки и техники, народного хозяйства. Примерами могут служить такие области, как статистическая радиофизика, связь, локация, медицина, радиоэлектронная промышленность.

Наибольший практический интерес представляет собой решение задач обнаружения, оценки местоположения и сжатия изображений объектов в системах обработки и передачи информации по радиоканалам (СОПИР), системах видеонаблюдения [1-7].

На сегодняшний день влияние фона на характеристики обнаружения изображения и оценки его местоположения недостаточно исследовано. Также недостаточно исследовано влияние степени неоднородности распределения (профиля) интенсивности принимаемого изображения и фона, формы изображения. Не учтена также степень прозрачности изображения, что влияет на модель наблюдаемых данных, учитывающую особенности взаимодействия изображения, фона и шума, а следовательно, и на характеристики приёма и обработки.

Работа посвящена исследованию влияния фона и различных параметров на характеристики приёма. Для этого целесообразно решать задачи обнаружения объектов, оценки их параметров и наблюдения за ними.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Изображение с неизвестными интенсивностью и местоположением представим в виде

$$s(x, y, \lambda, \eta) = f(x - \lambda, y - \eta)I(x - \lambda, y - \eta), \quad (1)$$

где $f(x, y) \geq 0$ — непрерывная и непрерывно дифференцируемая по обоим аргументам функция, описывающая распределение интенсивности, λ, η — величины, характеризующие местоположение изображения на плоской двумерной области наблюдения Ω . Изображение занимает область $\Omega_s(\lambda, \eta) \subset \Omega$, описываемую индикаторной функцией

$$I(x, y) = \begin{cases} 1; & x, y \in \Omega_s(0, 0); \\ 0; & x, y \notin \Omega_s(0, 0); \end{cases} \quad I(x - \lambda, y - \eta) = \begin{cases} 1; & x, y \in \Omega_s(\lambda, \eta); \\ 0; & x, y \notin \Omega_s(\lambda, \eta). \end{cases}$$

Пусть в плоской двумерной области Ω доступна наблюдению (обработке) реализация гауссового случайного поля

$$\xi(x, y) = \gamma_0 s(x, y, \lambda_0, \eta_0) + n(x, y), \quad x, y \in \Omega, \quad (2)$$

где $n(x, y)$ — пространственный аддитивный гауссовский белый шум с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью N_0 , γ_0 — параметр, значение которого описывает отсутствие или наличие изображения в реализации случайного поля $\xi(x, y)$ ($\gamma_0 = 0$, если изображения в реализации нет, и $\gamma_0 = 1$, если изображение в реализации есть).

В области наблюдения Ω выберем систему координат так, чтобы выполнялось равенство

$$\iint_{\Omega} x I(x, y) dx dy = \iint_{\Omega} y I(x, y) dx dy,$$

то есть начало координат расположим в «центре тяжести» («центре масс») области $\Omega_s(0, 0)$, описываемой индикатором $I(x, y)$. Тогда λ, η — координаты «центра тяжести» области $\Omega_s(\lambda, \eta)$, занимаемой изображением и описываемой индикаторной функцией $I(x - \lambda, y - \eta)$, а λ_0, η_0 — неизвестные истинные координаты «центра тяжести» изображения из реализации наблюдаемых данных, определяющие его местоположение.

Будем считать, что η_0 априори известно. Тогда без потери общности можно положить $\eta_0 = 0$ и с учётом обозначения $s(x, y, \lambda_0, \eta_0) = s(x, y, \lambda_0, 0) \equiv s(x, y, \lambda_0)$ переписать (2) как

$$\xi(x, y) = \gamma_0 s(x, y, \lambda_0) + n(x, y), \quad x, y \in \Omega, \quad (3)$$

$$s(x, y, \lambda) = s(x, y, \lambda, 0) = f(x - \lambda, y) I(x - \lambda, y). \quad (4)$$

Положим, что абсцисса λ_0 «центра тяжести» области $\Omega_s(\lambda_0, 0) \equiv \Omega_s(\lambda_0)$, занимаемой изображением, априори неизвестна и принимает значения из интервала $[-\lambda_{\max} / 2, \lambda_{\max} / 2]$. По результатам наблюдения необходимо решить задачу обнаружения и оценки местоположения изображения $s(x, y, \lambda_0)$ с неизвестным распределением интенсивности $f(x, y)$ в реализации (3).

3. ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ФОНЕ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ШУМА

Если распределение интенсивности $f(x, y)$ изображения (4) известно, то можно найти логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) и реализовать максимально правдоподобный (МП) алгоритм обнаружения. В соответствии с методом МП необходимо сформировать решающую статистику

$$L_m(\lambda) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} \xi(x, y) s(x, y, \lambda) dx dy \quad (5)$$

для всех значений λ из априорного интервала $[-\lambda_{\max} / 2, \lambda_{\max} / 2]$, найти значение $\hat{\lambda}$ (оценка), при котором функция (5) достигает своего максимального значения, и сравнить наибольшее её значение с порогом h , определяемым выбранным критерием оптимальности обнаружения (например, критерием Неймана-Пирсона)

$$L_m = \sup_{\lambda} L_m(\lambda) \stackrel{\hat{\gamma}=0}{\leq} h, \quad \lambda \in [-\lambda_{\max} / 2, \lambda_{\max} / 2]. \quad (6)$$

Если интенсивность изображения $f(x, y)$ априори неизвестна, то будем использовать алгоритм оценки, синтезированный для некоторого предполагаемого

распределения интенсивности изображения $g(x, y) \geq 0$. Тогда на выходе приёмника вырабатывается некоторая функция

$$L(\lambda) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} \xi(x, y) \tilde{s}(x, y, \lambda) dx dy, \quad (7)$$

— выходной сигнал квазиправдоподобного (КП) приёмника, который подобен логарифму ФОП, но таковым не является. Здесь $\tilde{s}(x, y, \lambda) = g(x - \lambda, y) I(x - \lambda, y)$ — опорное изображение, причём в общем случае $f(x, y) \neq g(x, y)$. КП алгоритм обнаружения изображения с неизвестными местоположением и распределением интенсивности аналогично (6) состоит в сравнении наибольшего максимума выходного сигнала КП приёмника (7) с порогом h :

$$L = \sup_{\lambda} L(\lambda) \stackrel{\hat{\gamma}=0}{\leq} h, \quad \lambda \in [-\lambda_{\max}/2, \lambda_{\max}/2]. \quad (8)$$

Пусть в области наблюдения присутствует изображение, имеющее форму прямоугольника со сторонами l_x и l_y , параллельными осям Ox и Oy соотв. Выберем систему координат так, чтобы начало координат находилось в точке пересечения диагоналей прямоугольника. Положим, что интенсивность изображения описывается линейной функцией, которая возрастает в направлении, составляющем угол θ со стороной l_x (осью Ox)

$$f(x, y) = AS_0 \left[\frac{(q-1)(x \cos \theta + y \sin \theta)}{l_x \cos \theta + l_y \sin \theta} + \frac{q+1}{2} \right], \quad (9)$$

где множитель $A = \left[\frac{(q-1)^2}{12} \frac{l_x^2 \cos^2 \theta + l_y^2 \sin^2 \theta}{(l_x \cos \theta + l_y \sin \theta)^2} + \left(\frac{q+1}{2} \right)^2 \right]^{-1/2}$ обеспечивает постоянство

энергии изображения при различных значениях q и θ . Величина $q = s_{\max}/s_{\min}$ характеризует наклон, а S_0 — амплитуду изменения интенсивности изображения, $s_{\max} = \max s(x, y)$, $s_{\min} = \min s(x, y)$, $x, y \in \Omega_s$ — максимальное и минимальное значения интенсивности соответственно.

На рис. 1 представлены графики зависимости вероятности пропуска изображения от ОСШ при оптимальном приёме $z_r = 2S_0^2 l_x l_y / N_0$ при фиксированном значении вероятности ошибки первого рода $\alpha = 10^{-1}$ (кривые 1) и $\alpha = 10^{-3}$ (кривые 2), и при различных значениях параметра неоднородности изображения q , $\theta = \pi/4$, $\delta = 2$, $m = 10$ (см. ниже). Сплошные кривые соответствуют $q=2$; штриховые — $q=5$; штрихпунктирные 3 — $q=100$.

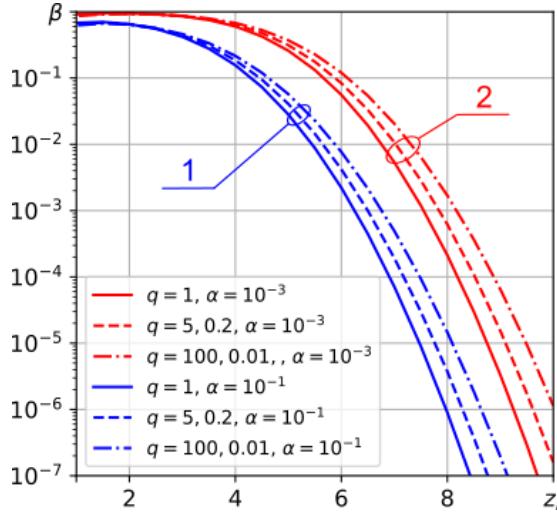


Рис. 1. Зависимости вероятности пропуска изображения от ОСШ

На рис. 2 слева показаны зависимости от нормированного порога u ($u = h/\sigma_N$) вероятности ложной тревоги, а справа — вероятности пропуска изображения при различных значениях параметра m ($m = \Lambda d_0$ — приведённая длина априорного интервала $[\Lambda_1, \Lambda_2]$: $\Lambda = \Lambda_2 - \Lambda_1$), $q = 2$, $\delta = l_y/l_x = 2$, $\theta = \pi/4$, $z_r = 4$.

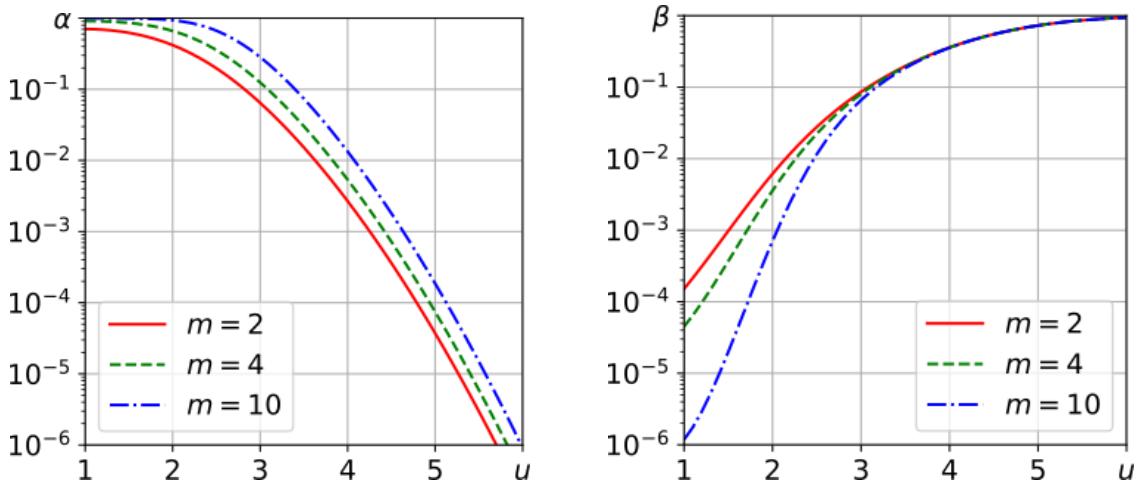


Рис. 2. Зависимости вероятностей ложной тревоги и пропуска изображения от нормированного порога

Введём в рассмотрение нормированные смещение (которое показывает, какую долю среднеквадратической ошибки занимает смещение КП оценки) и рассеяние (проигрыш в точности КП оценки по сравнению с оценкой МП):

$$\beta(\hat{\lambda}|\lambda_0) = b(\hat{\lambda}|\lambda_0) / \sqrt{V_q(\hat{\lambda}|\lambda_0)}, \quad (10)$$

$$\chi(\hat{\lambda}|\lambda_0) = V(\hat{\lambda}|\lambda_0)/V_0(\hat{\lambda}|\lambda_0). \quad (11)$$

На рис. 3 представлены графики зависимости нормированного смещения (10) КП оценки от параметра q при $\delta=1$ и при различных значениях параметра θ (кривая 1 совпадает с осью абсцисс и соответствует значению $\theta=0$, кривая 2 — $\theta=\pi/16$, кривая 3 — $\theta=\pi/8$, кривая 4 — $\theta=\pi/6$, кривая 5 — $\theta=\pi/4$, кривая 6 — $\theta=\pi/3$, кривая 7 — $\theta=\pi/2$).

На рис. 4 представлены графики зависимости проигрыша в точности (11) КПО от параметра q при $\theta=\pi/4$ и при различных значениях параметра δ (кривая 1 соответствует значению $\delta=0.1$, кривая 2 — $\delta=0.2$, кривая 3 — $\delta=0.5$, кривая 4 — $\delta=1$, кривая 5 — $\delta=2$, кривая 6 — $\delta=5$, кривая 7 — $\delta=10$).

4. ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ШУМА И ФОНА

Предположим далее, что помимо пространственного шума на изображении, имеется детерминированный заранее известный фон, который взаимодействует с полезным изображением аппликативно. Тогда реализацию наблюдаемых данных можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \xi(\vec{r}) &= \gamma_0 a_0 s_1(\vec{r}) I(\vec{r}) + [1 - \gamma_0 I(\vec{r})] b_0 v_1(\vec{r}) + n(\vec{r}) = \\ &= \gamma_0 [a_0 s_1(\vec{r}) - b_0 v_1(\vec{r})] I(\vec{r}) + b_0 v_1(\vec{r}) + n(\vec{r}), \end{aligned} \quad (12)$$

где $\xi(\vec{r})$ — реализация гауссовского случайного поля; $\vec{r} = (x, y)$ — радиус-вектор точки, принадлежащей области Ω ; γ_0 — параметр, значение которого описывает отсутствие или наличие изображения в реализации случайного поля $\xi(\vec{r})$: $\gamma_0=0$, если изображения в реализации нет (гипотеза H_0), $\gamma_0=1$, если изображение в реализации есть (гипотеза H_1); a_0 — истинное значение амплитуды интенсивности изображения; $s_1(\vec{r})$ — нормированное распределение интенсивности изображения ($\max s_1(\vec{r})=1$), которое занимает область Ω_s ; $I(\vec{r})$ — индикаторная

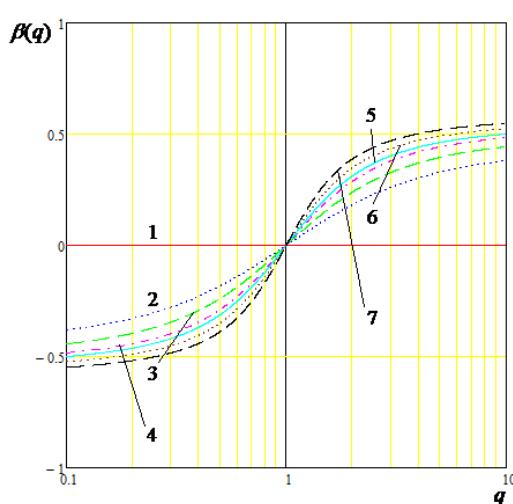


Рис. 3. Зависимость нормированного смещения КПО β от параметра q при $\delta=1$ и при различных значениях параметра θ

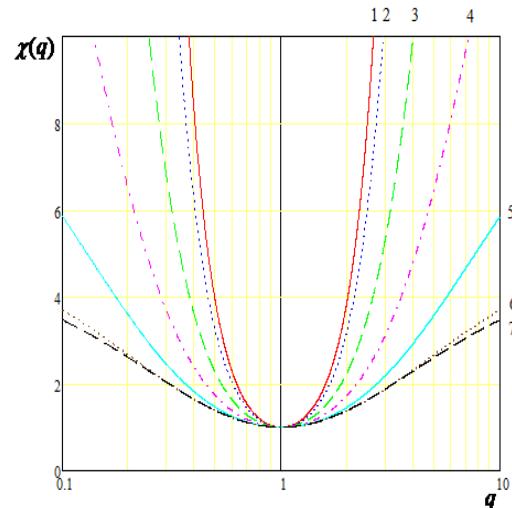


Рис. 4. Зависимость проигрыша в точности КПО $\chi(q)$ от параметра q при $\theta=\pi/4$ и при различных значениях параметра δ

функция: $I(\vec{r}) = \begin{cases} 1; & x, y \in \Omega_s \\ 0; & x, y \notin \Omega_s \end{cases}$; b_0 - истинное значение амплитуды интенсивности фона;

$v_1(\vec{r})$ - нормированная интенсивность фона ($\max v_1(\vec{r}) = 1$); $\Omega = \Omega_s \cup \Omega_f$, где Ω_f - область фона, не затеняемая изображением, $n(\vec{r})$ - аддитивный пространственный гауссовский белый шум с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью N_0 ; Ω - область наблюдения.

Решающая статистика, учитывающая наличие фона, принимает вид:

$$L_2(a, b) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} \xi(\vec{r}) I(\vec{r}) [as_1(\vec{r}) - bv_1(\vec{r})] d\vec{r}. \quad (13)$$

Введём в рассмотрение $K_1(\chi)$ - функцию, характеризующую влияние наличия аппликативного фона в наблюдаемых данных на ОСШ для алгоритма обнаружения без учёта фона:

$$K_1(\chi) = \frac{z_1^2}{z_{sv}^2} = (1 - R_{sv}/\chi)^2, \quad (14)$$

где z_{sv} - ОСШ при оптимальном приёме при отсутствии фона, z_1 - ОСШ в случае, когда

в наблюдаемых данных содержится фон, а алгоритм не учитывает этот факт, $\chi = \frac{a_0 \sqrt{E_{ls}}}{b_0 \sqrt{E_{lv}}}$

- отношение сигнал/фон (ОСФ), E_{ls} - энергия изображения с единичной амплитудой интенсивности, E_{lv} - энергия фона с единичной амплитудой интенсивности на участке, затеняемом изображением, R_{sv} - коэффициент корреляции изображения и участка фона, затеняемого изображением.

На рис. 5 представлены графики функций проигрыша (14) для различных значений коэффициента корреляции изображения и участка фона, затеняемого изображением, R_{sv} (кривым 1, 2, 3, 4, 5, 6 соответствуют функции $K_1(\chi)$ при значениях $R_{sv} = 0; 0.2; 0.4; 0.6; 0.8; 1$ соответственно).

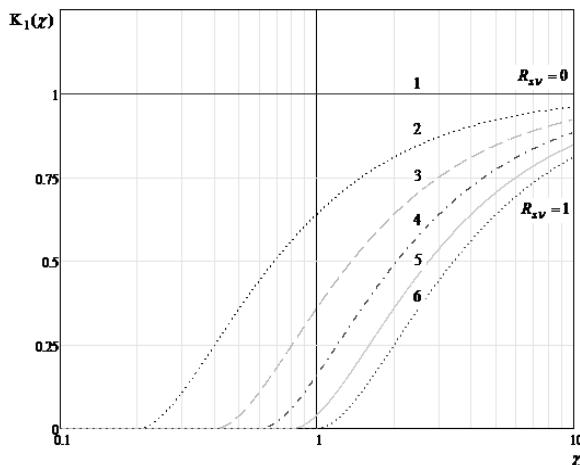


Рис. 5. Изменение ОСШ вследствие наличия фона.

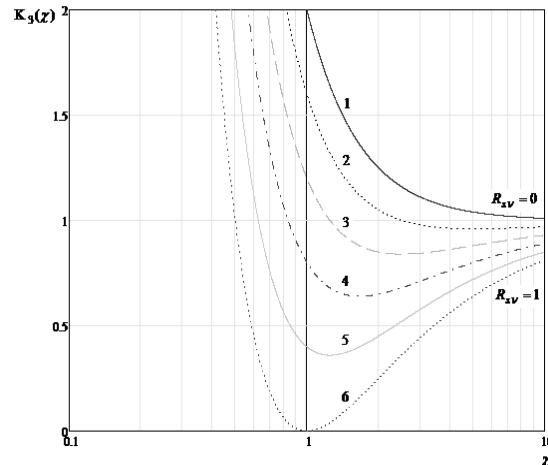


Рис. 6. Изменение ОСШ вследствие наличия фона для оптимальных обнаружителей.

Введём $K_3(\chi)$ - функцию, описывающую влияние наличия аппликативного фона в наблюдаемых данных на ОСШ максимально правдоподобных обнаружителей:

$$K_3(\chi) = \frac{z_2^2}{z_{sv}^2} = 1 - 2R_{sv}/\chi + 1/\chi^2, \quad (15)$$

где z_2 - ОСШ в случае, когда в наблюдаемых данных содержится фон, и алгоритм синтезирован с учётом наличия фона в реализации наблюдаемых данных (оптимальный приём при наличии фона).

На рис. 6 представлены графики функций (15) для различных значений параметра R_{sv} (кривым 1, 2, 3, 4, 5, 6 соответствуют функции при значениях $R_{sv} = 0; 0.2; 0.4; 0.6; 0.8; 1$ соответственно).

Введём функцию, характеризующую уменьшение ОСШ из-за незнания амплитуд интенсивностей изображения δa и фона δb ($\delta a = (a - a_0)/a_0$, $\delta b = (b - b_0)/b_0$):

$$\begin{aligned} K_a &= \frac{z_2^2}{z_a^2(\delta a, \delta b)} = \\ &= \frac{\{1 - 2R_{sv}/\chi + 1/\chi^2\} \times \{(1 + \delta a)^2 - 2(1 + \delta a)(1 + \delta b)R_{sv}/\chi + (1 + \delta b)^2/\chi^2\}}{[(1 + \delta a) + (1 + \delta b)/\chi^2 - (1 + \delta a)R_{sv}/\chi - (1 + \delta b)R_{sv}/\chi]^2} \end{aligned} \quad (16)$$

График функции (16) для различных значений параметров δa при $\chi = 1, R_{sv} = 0.5$ представлены на рис. 7 (кривая 1 соответствует значению $\delta a = 0$, кривая 2 - значению $\delta a = 0.2$, кривая 3 - значению $\delta a = 0.4$, кривая 4 - значению $\delta a = 0.6$).

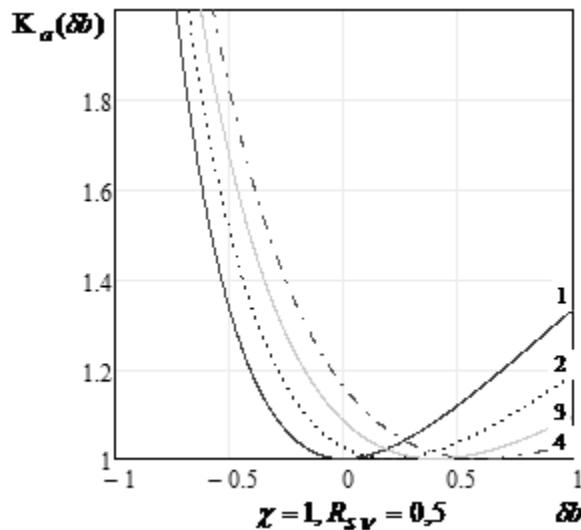


Рис. 7. Влияние незнания интенсивности фона.

Результаты статистического моделирования качественно хорошо совпадают с результатами, полученными аналитическими методами. Наблюдается удовлетворительное количественное совпадение соответствующих результатов.

5. ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ ЧАСТИЧНО ПРОЗРАЧНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ С ФОНОМ

Введём коэффициент непрозрачности изображения, вычисленный с учётом эффектов отражения, поглощения, пропускания, преломления и рассеяния при прохождении световых лучей дважды через изображение и границы раздела двух сред (среда-объект) в случае отражённого от объектов излучения и один раз – в случае испускания света самими объектами.

На рис. 8 представлены графики зависимости нормированного на l_x рассеяния оценки местоположения изображения от ОСФ $\chi_0 = a_0 / b_0$ при значении коэффициента непрозрачности $\mu_0 = 0.5$ при различных значениях ОСШ z : $z = 0.1; 1; 10$.

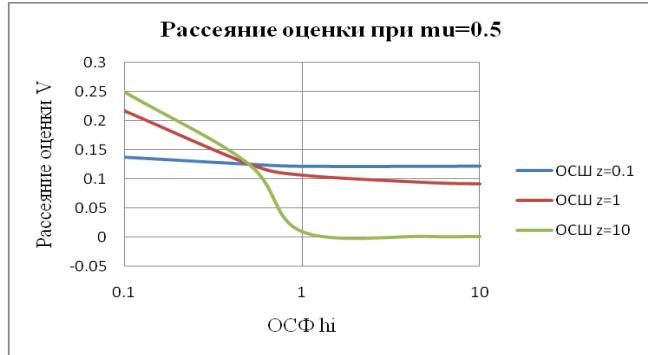


Рис. 8. Зависимость нормированного рассеяния оценки местоположения изображения от ОСФ χ_0 при значении коэффициента непрозрачности $\mu_0 = 0.5$ и при различных значениях ОСШ z

Видно, что при $\chi_0 < 0.5$ рассеяние оценки увеличивается при увеличении ОСШ z , что объясняется аномальным поведением детерминированной составляющей решающей статистики. При $\chi_0 > 0.5$ смещение оценки слабо зависит от ОСФ и уменьшается при увеличении ОСШ. При $\chi_0 = 0.5$ рассеяние оценки не зависит от ОСШ. При ОСШ $z = 0.1$ рассеяние оценки почти не зависит от ОСФ.

На рис. 9 представлены графики зависимости рассеяния V оценки от величины $\Delta\mu = \mu - \mu_0$, характеризующей незнание коэффициента непрозрачности μ_0 .

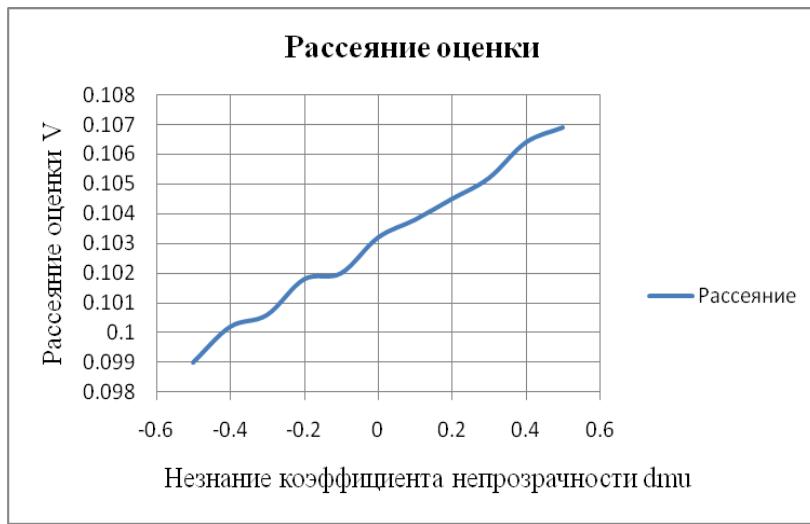


Рис. 9. Влияние незнания коэффициента непрозрачности на рассеяние оценки

На рис. 10 представлены графики зависимости средней вероятности ошибки обнаружения от величины $\Delta\mu$, характеризующей незнание коэффициента непрозрачности μ_0 .

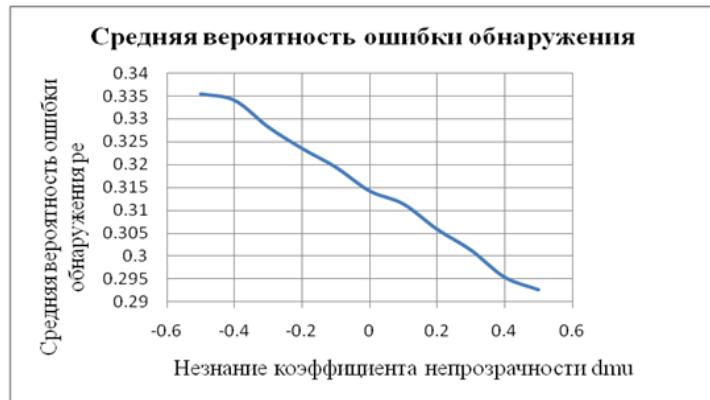


Рис. 10. Влияние незнания коэффициента непрозрачности на среднюю вероятность ошибки обнаружения

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам выполнения работы можно сделать следующие выводы:

- увеличение степени неоднородности принимаемого изображения ухудшает характеристики приёма,
- наличие фона ухудшает характеристики приёма,
- условие состоятельности обработки: $a_0 - \mu_0 b_0 > 0$,
- увеличение степени незнания коэффициента непрозрачности увеличивает рассеяние оценки, но уменьшает среднюю вероятность ошибки обнаружения.

7. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2023-2025 годы, проект №FZGU-2023-0006.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трифонов А. П., Верещагин В. Н., Маршаков В. К. Обнаружение изображения при наличии пространственного шума и аппликативного фона. // М.: Радиотехника, 2016, № 12. – С. 14-21.
2. Верещагин В. Н. Влияние аппликативного фона на эффективность обнаружения двумерного сигнала. // Сборник трудов 24-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2018, Т.1. - С. 50-62.
3. Верещагин В. Н. Оценка местоположения изображения с неизвестным распределением интенсивности. // Сборник трудов 24-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2018, Т.2. - С. 1-15.
4. Корчагин Ю. Э., Верещагин В. Н., Титов К. Д. Эффективность оценки местоположения изображения с неизвестным распределением интенсивности. // Воронеж: Вестник ВГУ. Серия: ФИЗИКА. МАТЕМАТИКА, 2019, № 3. – С. 38-49.
5. Korchagin Y. E. Estimating the position of an image with unknown intensity shape / Korchagin Y. E., Vereshchagin V. N., Terekhov A. V., Melnikov K. A. // Komunikacie, 2021, Т. 23, №1. – Р. 15-22.
6. Верещагин В. Н., Пеленков И. И. Способ передачи изображения по каналу связи. RU 2616562, заяв. 31.12.2015; опубл. 17.04.2017, реестр изобретений. – 5 с.

7. Верещагин В. Н., Некоросhev Г. В., Штефан В. И. Способ передачи изображения по каналу связи. RU 2646362, заяв. 27.12.2016; опубл. 02.03.2018, реестр изобретений. – 7 с.
8. Верещагин В. Н., Пеленков И. И. Способ передачи изображения по каналу связи. RU 2681360, заяв. 20.12.2017; опубл. 06.03.2019, реестр изобретений. – 5 с.

REFERENCES

1. Trifonov A. P., Vereshchagin V. N., Marshakov V. K. Image detection in the presence of spatial noise and applicative background. // M.: Radio Engineering, 2016, No. 12. - pp. 14-21.
2. Vereshchagin V. N. The influence of the applicative background on the effectiveness of detecting a two-dimensional signal. // Proceedings of the 24th International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communications", Voronezh, 2018, Vol.1. - pp. 50-62.
3. Vereshchagin V. N. Estimation of the image location with an unknown intensity distribution. // Proceedings of the 24th International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, communications", Voronezh, 2018, Vol. 2. - pp. 1-15.
4. Korchagin Yu. E., Vereshchagin V. N., Titov K. D. The effectiveness of estimating the location of an image with an unknown intensity distribution. // Voronezh: Bulletin of the VSU. Series: PHYSICS. MATHEMATICS, 2019, No. 3. – pp. 38-49.
5. Korchagin Y. E. Estimating the position of an image with unknown intensity shape / Korchagin Y. E., Vereshchagin V. N., Terekhov A.V., Melnikov K. A. // Komunikacie, 2021, T. 23, No. 1. – P. 15-22.
6. Vereshchagin V. N., Pelenkov I. I. Method of image transmission over the communication channel. RU 2616562, application. 31.12.2015; publ. 17.04.2017, register of inventions. – 5 p .
7. Vereshchagin V. N., Nekhoroshev G. V., Stefan V. I. Method of image transmission over a communication channel. RU 2646362, application. 27.12.2016; publ. 02.03.2018, register of inventions. – 7 p .
8. Vereshchagin V. N., Pelenkov I. I. Method of image transmission over a communication channel. RU 2681360, application. 20.12.2017; publ. 06.03.2019, register of inventions. – 5 p .

МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ОШИБКИ В ОЦЕНКЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТЕЛЕВИЗИОННОМ МОНОХРОМНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

М.В. Доскалов

Научно-технический совет ВПК РФ, Москва, Россия

Аннотация. В статье рассмотрено основное содержание нового метода, позволяющего минимизировать ошибку при расчете вероятности обнаружения объекта на кадре сцены телевизионной разведки.

Ключевые слова: модели и методы распознавания объектов, разрешающая способность, вероятность состояний освещенности.

A METHOD FOR MINIMIZING ERRORS IN ESTIMATING THE PROBABILITY OF DETECTING AN OBJECT IN A MONOCHROME TELEVISION IMAGE

M.V. Doskalov

Scientific and Technical Council of the Military Industrial Complex of the Russian Federation,
Moscow, Russia

Abstract. The article discusses the main content of a new method that minimizes the error in calculating the probability of detecting an object on the frame of a television reconnaissance scene.

Keywords: object recognition models and methods, resolution, probability of illumination conditions.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ известных моделей и методов оценки скрытности (заметности) объекта на телевизионном монохромном изображении [1–4], а также высокая цена ошибок в ее оценки, позволили вскрыть востребованность нового метода, основанного на оценке показателей скрытности объектов адекватных физике процесса их обнаружения. Под таким методом понимается общий теоретический подход к исследованию величины ошибки в вероятности обнаружения объекта, обусловленной неопределенностью освещенности сцены на время ее телевизионной плановой съемки и определению системы общенаучных и специальных методов и моделей анализа и оценки такой ошибки.

2. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МЕТОДА МИНИМИЗАЦИИ ОШИБКИ В ОЦЕНКЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТЕЛЕВИЗИОННОМ МОНОХРОМНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

Основу данного метода составляют следующие элементы, основанные на соответствующей ему группе общенаучных и специальных научных методов:

методы физического наблюдения и математической статистики;

статистические модели освещенности и облачности, присущие типовым сценам плановой монохромной телевизионной съемки (застройка, лес, поле);

методы физического моделирования яркостного пространства (Y) прибора с зарядовой связью (ПЗС) матрицы телевизионной системы основных типов телевизионных сцен и заметности объектов на них в различных условиях освещенности;

модели Марковских процессов, формализующих состояния освещенности объекта в различных условиях освещенности и облачности;

модели оценки влияния освещенности (E) на разрешающую способность телевизионных монохромных изображений.

Основными элементами оптимизации ошибки в оценке скрытности объекта, основанные на вышеперечисленных научных методах и моделях, составляют:

1. Модель яркостного пространства телевизионной сцены объекта — $Y(1)$:

$$Y = \{e_{24}(t) \wedge e_{o24}(t) \wedge e_{T24}(t)\}_{ij} = \{y_{ij}(t) \wedge y_{oij}(t) \wedge y_{Tij}(t)\} \in \{0, \dots, 255\}, \quad (1)$$

где:

$\{e_{24}(t) \wedge e_{o24}(t) \wedge e_{T24}(t)\}_{ij}$ – множество вариантов (прямой, под облаком, в тени облака) освещенности местности для ij пикселя (пкс) ПЗС матрицы на время съемки t , люкс;

$\{y_{ij}(t) \wedge y_{oij}(t) \wedge y_{Tij}(t)\}$ – множество вариантов яркости засветки пикселей матрицы ПЗС, обусловленных соответствующей освещенностью местности для ij пикселя ПЗС матрицы на время съемки t ;

$\{0, \dots, 255\}$ – множество яркостей телевизионного монохромного изображения.

2. Физическая модель разрешающей способности изображения δ_i в зависимости от состояния освещенности сцены в виде зависимости $\delta_i = f(E)$ (рис.1)

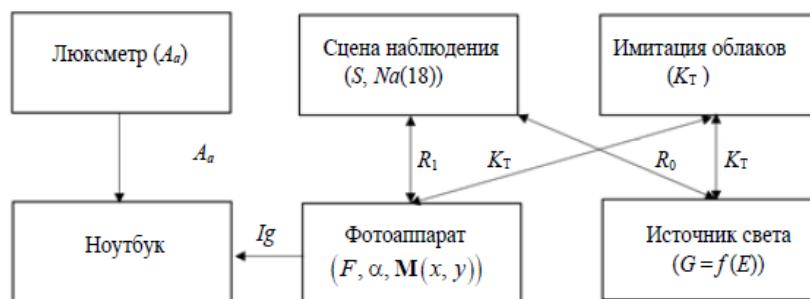


Рис. 1. Структура физической модели разрешающей способности

На рис.1 введены следующие обозначения:

A_a - значение освещенности монохромной телевизионной сцены, лк;

S - площадь района поиска объекта, км^2 ;

$N_a(18)$ - число секторов радиальной оптической миры (параметр миры);

K_T - коэффициент облачности, $K_T = 0 \dots 10, 1$;

R_1 – дальность съемки, м;

R_0 – дальность источника освещенности, м;

F – фокусное расстояние фотоаппарата, мм;

α – ширина обзора телевизионной камеры, град;

$M_{(x,y)}$ – размер матрицы телевизионной камеры, пкс;

G – источник освещенности, лк;

I_g – значения яркостей пикселей изображения

3. Модель ошибки в оценке заметности объекта на телевизионном монохромном изображении сцены как выражением (1):

$$\Delta Y = |Y(t_{\text{ка}}) - Y_0|, \quad (1)$$

где:

ΔY – ошибка в оценке яркостного пространства сцены при оценке вероятности обнаружения объекта на кадре плановой съемки;

$Y(t_{\text{ка}})$ – яркостное пространство на время плановой съемки;

Y_o – яркостное пространство, учтенное на время оценки вероятности обнаружения объекта.

4. Модель оптимизации ошибки освещенности объекта на телевизионной сцене формализованная выражением (2):

$$P_{\delta_v} = \begin{cases} 0,67 \forall y_{ij} \in [m_v \pm \delta_v] \\ 0,28 \forall y_{ij} \in [(m_v - 2\delta_v, m_v - \delta_v), (m_v + \delta_v, m_v + 2\delta_v)] \\ 0,04 \forall y_{ij} \in [0, (m_v - 2\delta_v), (m_v + 2\delta_v, 255)] \end{cases}, \quad (2)$$

где:

m_v – математическое ожидание яркости плановой телевизионной монохромной сцены v -го типа;

δ_v – среднеквадратичное отклонение яркости плановой телевизионной монохромной сцены v -го типа;

v – тип плановой телевизионной монохромной сцены (3):

$$v = \begin{cases} \text{городская застройка;} \\ \text{лесной массив;} \\ \text{поле.} \end{cases} \quad (3)$$

5. Модель выбора оптимального разрешения изображения телевизионного кадра по критерию минимизации времени съемки района (4):

$$\min_{\delta_{ii}^* \in \delta_{ii}} T_{\text{обн}}(\delta_{ii}^*) \quad (4)$$

3. ЭТАПЫ ОПТИМИЗАЦИИ

Шаг 1. Получение основных параметров освещенности и облачности плановой монохромной телевизионной съемки.

Шаг 2. Оценка закона распределения освещенности телевизионной сцены.

Шаг 3. Выявление особенностей освещенности фона телевизионной сцены.

Шаг 4. Формализация яркостного пространства телевизионной монохромный плановой сцены.

Шаг 5. Физическое моделирование влияния освещенности на разрешающую способность кадра съемки и установление соответствующих им статистических зависимостей.

Шаг 6. Моделирование ошибки в оценке вероятности обнаружения объекта на монохромном телевизионном изображении.

Шаг 7. Оптимизация ошибки в оценке освещенности телевизионной сцены.

Шаг 8. Оптимизация характера освещенности объекта в условиях облачности.

Шаг 9. Выбор разрешения изображения телевизионного кадра по критерию минимизации времени съемки района.

Шаг 10. Уточнение параметров опасных условий плановой съемки района поиска объекта.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленный в статье метод минимизации ошибки в оценке вероятности обнаружения объекта на телевизионном монохромном изображении основан на физических методах и моделях наблюдения, адекватных процессам обнаружения объекта на плановых телевизионных монохромных изображениях и позволяет

минимизировать ошибку в прогностической оценке вероятности его обнаружения без точных данных условий освещенности на момент съемки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Агеев И. М., Мухин В. И., Хорев А. А. Обработка и дешифрирование аэроизображений. — М. 1992. — 142 с.
2. Минкина А. Г., Григорьев А. С., Усилин С. А. и др. Обобщение метода Виолы и Джонса в виде решающего дерева сильных классификаторов для распознавания объектов в видеопотоке в режиме реального времени // Информационные технологии и системы (ИТиС'14): сборник трудов конференции. — М.: ИППИ, 2014. С. 158—163.
3. Старовойтов В. В. Цифровые изображения от получения до обработки / В.В. Старовойтов, Ю.И. Голуб – Минск: ОИПИ НАН Беларуси, 2014. – 202 с.
4. Математическое моделирование и разработка алгоритмов обнаружения и измерения параметров сторонников объектов в системах наблюдения [Электронный ресурс]: Дис. канд. физ.-мат. наук 05.13.18. — М. РГБ, 2005 (Из фондов Российской Государственной библиотеки).
5. Любич И.И., Доскалов М.В., Ковтун И.А. Научно-методический подход к оптимизации ошибки оценки скрытности объекта на монохромном телевизионном изображении//Вопросы защиты информации: Науч.-практ. журн. / ФГУП «НТЦ оборонного комплекса «Компас», 2023 Вып. 4 (143). С. 42—45.

REFERENCES

1. Ageev I. M., Mukhin V. I., Khorev A. A. Processing and decoding of aerial images. — M. 1992. — 142 p.
2. Minkina A. G., Grigoriev A. S., Strenin S. A. and others. Generalization of the Viola and Jones method in the form of a decisive tree of strong classifiers for recognizing objects in a video stream in real time // Information technologies and systems (ITiS'14): proceedings of the conference. — M.: IPPI, 2014. pp. 158-163.
3. Starovoitov V. V. Digital images from acquisition to processing / V.V. Starovoitov, Yu.I. Golub – Minsk: OIPI of the National Academy of Sciences of Belarus, 2014. 202 p.
4. Mathematical modeling and development of algorithms for detecting and measuring parameters of satellite objects in surveillance systems [Electronic resource]: Dis. Candidate of Physical and Mathematical Sciences 05.13.18. — M. RGB, 2005 (From the collections of the Russian State Library).
5. Lyubchich I.I., Doskalov M.V., Kovtun I.A. Scientific and methodological approach to optimizing the error of estimating the stealth of an object in a monochrome television image//Information security issues: Scientific and practical. Journal / FSUE "STC of the defense complex "Compass", 2023 Issue 4 (143). pp. 42-45.

МОДЕЛЬ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО РАЗРЕШЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КАДРА ПО КРИТЕРИЮ МИНИМИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ СЪЕМКИ РАЙОНА

М.В. Доскалов¹, И.А. Ковтун²

¹Научно-технический совет ВПК РФ, Москва, Россия

²Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого (ВА РВСН), Москва, Россия

Аннотация. Статья содержит общее описание экспериментального и аналитического исследования яркостного пространства кадра плановой съемки, влияющего на разрешающую способность телевизионного монохромного изображения, позволяющее выбрать такое его значение, при котором время обнаружения объекта в районе заданной площади, будет минимальным.

Ключевые слова: яркостное пространство; разрешение изображения; радиальная оптическая мириа; физическое моделирование, оптимальное разрешение изображения.

A MODEL FOR CHOOSING THE OPTIMAL IMAGE RESOLUTION OF A TELEVISION FRAME BASED ON THE CRITERION OF MINIMIZING THE SHOOTING TIME OF AN AREA

M.V. Doskalov¹, I.A. Kovtun²

¹Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (VA RVSN),
Moscow, Russia

²Scientific and Technical Council of the Military Industrial Complex of the Russian
Federation, Moscow, Russia

Abstract. The article contains a general description of an experimental and analytical study of the brightness space of a planned shooting frame, which affects the resolution of a television monochrome image, allowing you to choose its value at which the time of object detection in the area of a given area will be minimal.

Keywords: brightness space; image resolution; radial optical system; physical modeling, optimal image resolution.

1. ВВЕДЕНИЕ

Данная статья раскрывает состав модели выбора оптимального разрешения изображения телевизионного кадра по критерию минимизации времени съемки района расположения объекта, площадь которого во много раз превышает площадь одного кадра съемки, размер которого зависит от величины его разрешающей способности. Модель основана на экспериментальном исследовании качества телевизионного монохромного изображения в зависимости от яркостного пространства кадра съемки методом физического моделирования с его последующей оптимизацией.

2. ВЛИЯНИЕ ЯРКОСТНОГО ПРОСТРАНСТВА РАЙОНА СЪЕМКИ НА КАЧЕСТВО ТЕЛЕВИЗИОННОГО МОНОХРОМНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Понятие яркостного пространства района телевизионной монохромной съемки (Y) обусловлено как динамикой сезонной и суточной освещенности земной поверхности, так и влиянием теней и облачности (Рис.1) и, в общем случае, может быть формализовано в виде формулы (1) [1,2]:

$$Y = \{e_{24}(t) \wedge e_{o24}(t) \wedge e_{T24}(t)\}_{ij} = \{y_{ij}(t) \wedge y_{oij}(t) \wedge y_{Tij}(t)\} \in \{0, \dots, 255\}, \quad (1)$$

где:

$\{e_{24}(t) \wedge e_{o24}(t) \wedge e_{T24}(t)\}_{ij}$ – множество вариантов (прямой, под облаком, в тени облака) освещенности местности для ij пикселя (пкс) ПЗС матрицы на время съемки t , люкс;

$\{y_{ij}(t) \wedge y_{oij}(t) \wedge y_{Tij}(t)\}$ – множество вариантов яркости засветки пикселей матрицы ПЗС, обусловленных соответствующей освещенностью местности для ij пикселя ПЗС матрицы на время съемки t ;

$\{0, \dots, 255\}$ – множество яркостей телевизионного монохромного изображения.

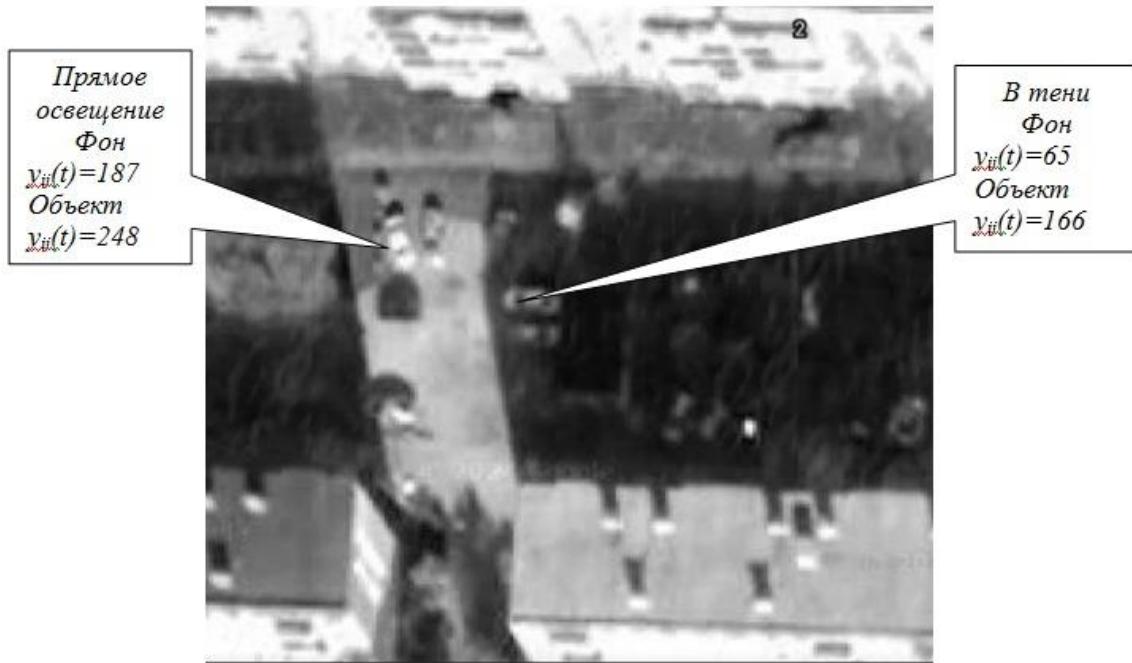


Рис. 1. Типовой вариант яркостного пространства телевизионного монохромного кадра съемки (в условии отсутствия облаков)

Из Рис.1 видно, что адекватная и достоверная оценка влияние яркостного пространства района съемки на качество телевизионного монохромного изображения требует экспериментального исследования.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЯРКОСТНОГО ПРОСТРАНСТВА ТЕЛЕВИЗИОННОГО МОНОХРОМНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

В основу экспериментального исследования яркостного пространства положен метод физического моделирования, схема которого приведена на рис.2.

Обозначения на рис.2:

1 – оптическая радиальная миша с числом секторов 18;

2 – тень;

3 – источник тени;

4 – источник освещенности в диапазоне 200…150000 лк;

5 – телевизионная монохромная камера с ПЗС матрицей размером $M \times N$ пкс;

R – дальность съемки, м;

θ – угол поля зрения объектива, град.

Процесс экспериментального исследования состоит в оценке меры качества изображения при различных условиях освещенности миры.

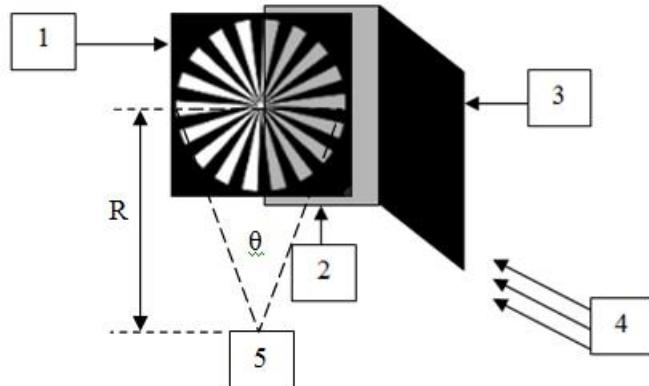


Рис. 2. Схема экспериментального исследования яркостного пространства

4. МЕРА КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЯ, ПРИНЯТАЯ В МОДЕЛИ

В качестве меры качества изображения приняты:

- Предельное разрешение кадра съемки δ_i , значение которого определяется формулой (2):

$$\delta_k = \frac{R_m}{N_{пикс}}, \text{ см/пкс} \quad (2)$$

Величина δ_k определяется размером матрицы, углом обзора (фокусным расстоянием) объектива и дальностью съемки.

- Разрешение пикселя $\delta_{пикс}$, значение которого определяется формулой (3):

$$\delta_{пикс} = \frac{18}{\pi D_{разм}}, \text{ линий/пкс} \quad (3)$$

- Разрешение изображения δ_i , значение которого определяется формулой (4):

$$\delta_i = \frac{\delta_{пикс}}{\delta_k}, \text{ линий/см} \quad (4)$$

где:

L_m – размер стороны миры, м;

$N_{пикс}$ – число пикселей по размеру миры, пкс;

18 – число секторов (параметр) миры;

$D_{разм}$ – диаметр размытия миры, пкс (рис.3).

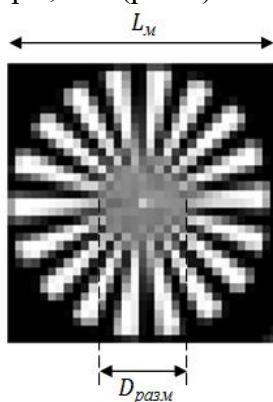


Рис. 3. Размер миры и диаметр пятна размытия

5. СТРУКТУРА МОДЕЛИ

Модель выбора оптимального разрешения изображения телевизионного кадра по критерию минимизации времени съемки района включает следующие элементы:

Блок физического моделирования, предназначенный для экспериментальной оценки качества телевизионного монохромного изображения на возможном яркостном пространстве района съемки и определении статистических параметров яркости.

Блок аналитической оценки вероятности обнаружения объекта на яркостном пространстве района съемки.

Блок экспертной оценки вероятности обнаружения объекта на яркостном пространстве района съемки.

Блок верификации результатов аналитической и экспертной оценки вероятности обнаружения объекта.

Блок оценки ресурсов съемки, необходимых для обнаружения объекта в районе заданной площади.

Структура модели выбора представлена на рисунке 4.

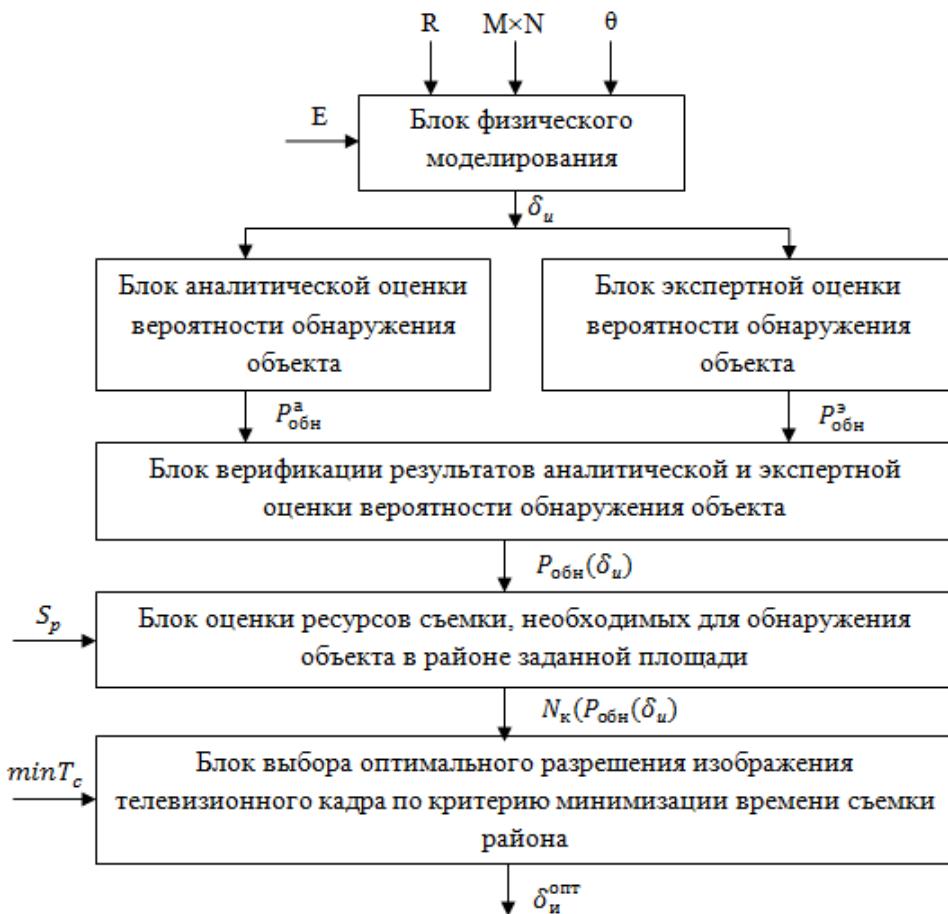


Рис. 4. Структура модели выбора оптимального разрешения изображения телевизионного кадра по критерию минимизации времени съемки

Обозначения на рис.4:

E – освещенность, лк;

$P_{\text{обн}}^a$ – вероятности обнаружения объекта, рассчитанная аналитическим методом;

$P_{\text{обн}}^e$ – вероятности обнаружения объекта, рассчитанная экспертным методом;

$P_{\text{обн}}(\delta_u)$ – верифицированная вероятность обнаружения объекта в зависимости от разрешения изображения δ_u ;

S_p – площадь района расположения объекта, км²;

$N_k(P_{\text{обн}}(\delta_u))$ – число кадров съемки для величины $P_{\text{обн}}(\delta_u)$;

$\min T_c$ – минимум времени съемки S_p , час;

$\delta_i^{\text{опт}}$ – разрешение изображения, обеспечивающее $\min T_c$, лин/м.

Значение $P_{\text{обн}}^a$ определяется формулами (5-7):

$$P_{\text{обн}}^a = \exp \left[\left(\frac{K_\phi D}{2f_{06}L_M \delta} \right)^2 \frac{\frac{(2(1+\varepsilon)-K_0)^{0,72}}{K_0}}{1,4 \lg \left(\frac{1+K_0}{1-K_0} \right)} \right], \quad (5)$$

где:

K_ϕ – коэффициент формы объекта (формула 6);

K_0 - коэффициент контрастности объекта (формула 7);

$$K_0 = \frac{|\varepsilon^F n - \varepsilon^0|}{\varepsilon^F n + \varepsilon^0}, \quad (6)$$

$$K_\phi = \sqrt[0,4]{\frac{\Pi_M(R_0 - R_E)}{2S_M}}, \quad (7)$$

$\varepsilon^F n$ - средняя яркость пикселей, непосредственно примыкающего к объекту (фона);

ε^0 - средняя яркость пикселей объекта;

Π_M - периметр объекта, м;

R_0 - радиус описанной окружности объекта, м;

R_E - радиус вписанной окружности объекта, м;

S_M - площадь объекта, м².

Значение $P_{\text{обн}}^e$ определяется формулой (8):

$$P_{\text{обн}}^e = \frac{N_{\text{обн}}}{N_{\text{эксп}}}, \quad (8)$$

где:

$N_{\text{эксп}}$ - общее число кадров съемки объекта, полученных в ходе экспериментального исследования;

$N_{\text{обн}}$ – число кадров съемки, на которых эксперт обнаруживает объект.

Общий вид функции вида $T_c(\delta_u)$ приведен на рис.5.

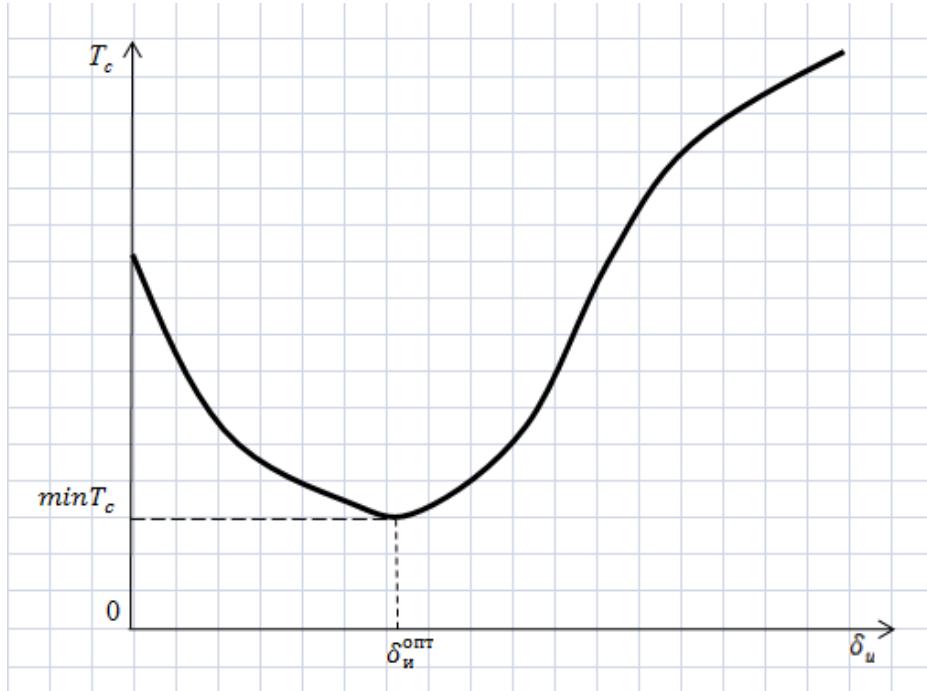


Рис. 5. Функциональный характер зависимости $T_c(\delta_u)$

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Значимость работы состоит в том, что на ее основе можно обосновать наиболее опасные условия плановой телевизионной съемки района с заданной площадью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горбенко Е. В., Шиловцева О. А. Естественная освещенность горизонтальной и вертикальных поверхностей по данным наблюдения МО МГУ // Научно-технический журнал "Градостроительство и архитектура", 2018, № 4. - С. 53—63.
2. Доскалов М.В., Любчич И.И., Ковтун И.А., Модель яркостного пространства сцены кадра космической телевизионной съемки высокого разрешения // Вопросы защиты информации: Науч.-практ. журн. / ФГУП «НТИ оборонного комплекса «Компас», 2023 Вып. 4 (143). С. 37—41.

REFERENCES

1. Gorbenko E. V., Shilovtseva O. A. Natural illumination of horizontal and vertical surfaces according to observation data of the Moscow State University MO // Scientific and Technical journal "Urban Planning and Architecture", 2018, No. 4. - pp. 53-63.
2. Doskalov M.V., Lyubchich I.I., Kovtun I.A., Model of the brightness space of the scene frame high-resolution satellite television footage // Information security issues: Scientific and practical. Journal / FSUE "STC of the defense complex "Compass", 2023 Issue 4 (143). pp. 37-41.

РАСПОЗНОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ, В ТОМ ЧИСЛЕ, БЕСПИЛОТНЫХ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ, НА ОСНОВЕ БИБЛИОТЕК OPENCV И ОДНОПЛАТНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ

Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, М. Э. Мироненко
ООО «Инновационные технологии и решения», Москва, Россия

Аннотация. Целью данной статьи является анализ существующих решений для реализации систем распознавания объектов в режиме реального времени на базе одноплатных компьютеров и сверточных нейронных сетей.

Ключевые слова: распознавание объектов, одноплатные компьютеры, искусственный интеллект, нейросети, беспилотное воздушное судно, ИИ, БВС.

RECOGNITION OF OBJECTS, INCLUDING UAVS, BASED ON OPENCV LIBRARIES AND SINGLE-BOARD COMPUTERS

E. F. Getmanskaya, A. V. Groznov, A. B. Davydov, A. J. Dyblya, M. E. Mironenko
«Innovative technologies and solutions» Ltd., Moscow, Russia

Abstract. The purpose of this paper is to analyze the existing solutions for the implementation of real-time object recognition systems based on single board computers and convolutional neural networks.

Keywords: object recognition; single-board computers, artificial intelligence, neural networks.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сегодня технологии ИИ внедряются почти повсеместно. Благодаря постоянному увеличению объема памяти и укреплению внутренних связей нейросети постепенно растет эффективность применения ИИ [1].

Обнаружение объектов – это задача компьютерного зрения, которая включает в себя идентификацию и определение местоположения объектов на изображениях или видео. Это важная часть многих приложений, таких как беспилотные автомобили, робототехника и видеонаблюдение [2-3].

В основе системы распознавания БВС программное обеспечение с алгоритмами искусственного интеллекта и нейросети. ПО управляет и координирует модули в составе комплекса для обнаружения, классификации и нейтрализации БВС различных классов и типов. Алгоритмы ПО позволяют классифицировать даже несерийные беспилотники.

2. СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ОДНОПЛАТНЫЕ КОМПЬЮТЕРЫ

Одноплатный компьютер – самодостаточный компьютер, собранный на одной печатной плате, на которой установлены микропроцессор, оперативная память, системы ввода-вывода и другие модули, необходимые для функционирования компьютера [4].

В последнее время в мире электроники одноплатные компьютеры набирают все большую популярность.

Среди множества производителей и моделей выделим несколько из них:

1. Raspberry Pi 5;

Основное в Raspberry Pi 5 (рисунок 1) – это новый ARM-процессор Cortex-A76 с частотой 2,4 ГГц (в старой модели процессор Cortex-A72 работал на частоте 1,5 ГГц). Есть также и новый южный мост, позволяющий увеличить пропускную способность

USB3, плюс новая графика. Это GPU VideoCore VII, работающий на частоте 800 МГц (против 500 МГц у VideoCore VI в Pi 4) [5].

Теперь центральный процессор отвечает только за высоконагруженные задачи и обрабатывает сигналы от интерфейсов с высокой скоростью работы. Все остальные процессы ввода и вывода информации реализованы на отдельном более дешёвом контроллере. Это позволяет разгрузить главный процессор и повысить общую производительность.



Рис. 1. Одноплатный компьютер Raspberry Pi 5

2. Khadas VIM4

Это флагманский мини-ПК на базе чипа Amlogic. Его особенность – наличие HDMI-входа, который расширяет список реализуемых на нем проектов. Как и предшественники линейки Vim, данная версия способна удивить своими характеристиками и относительно небольшими размерами – 82,0x58,0x11,5 мм.

Мозг Khadas Vim4 – восьмиядерный чип Amlogic A311D2. На его борту установлены два четырехъядерных процессора – ARM Cortex-73 и Cortex-A53 с тактовыми частотами 2,2 и 2,0 ГГц соответственно. Также в A311D2 встроен графический процессор Mali-G52 MP8 (800 МГц), поддерживающий разрешения 4 и 8К (рисунок 2).

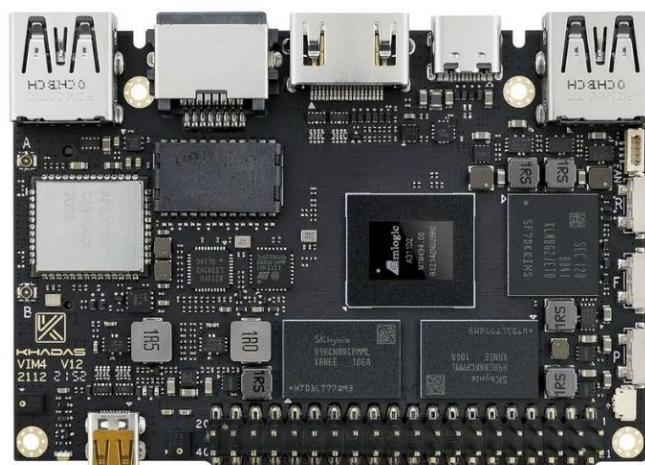


Рис. 2. Одноплатный компьютер Khadas VIM4

3. BeagleV – Ahead

Компания BeagleBoard выпустила новый одноплатник, который совместим со всеми аксессуарами производителя. Есть одно отличие этой модели от других моделей компании – архитектура процессора. Вместо ARM – выбран RISC-V.

BeagleV-Ahead (рисунок 3) – это одноплатный компьютер на базе четырехъядерного процессора RISC-V T-Head TH1520, имеющий форм-фактор 86,4 x 53,4 мм. Эта плата предназначена для высокопроизводительных вычислений и обеспечивает значительное ускорение искусственного интеллекта благодаря вычислительной мощности NPU 4 TOPS @ INT8 1 ГГц. Он поддерживает популярные платформы искусственного интеллекта, такие как TensorFlow, ONNX и Caffe.

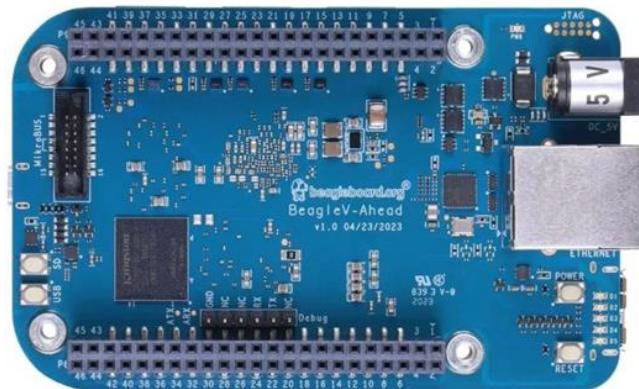


Рис. 3. Одноплатный компьютер BeagleV – Ahead

4. BeagleBone® Blue

BeagleBone Blue – это универсальный Linux компьютер для высокопроизводительных решений. На небольшой плате (76.2 x 50.8 мм) интегрирован Octavo OSD3358 микропроцессор вместе с Wi-Fi/Bluetooth, 9 осевой IMU для ориентации в пространстве, барометр, регулятор напряжения и индикаторы заряда для 2-cell Li-Po, Н-Мосты, разъемы для четырех DC моторов и энкодеров, разъемы для 8 сервоприводов и все популярные шины для дополнительных периферийных устройств. Платформа полностью с открытым исходным кодом, активно поддерживается сильным «комьюнити», а также предлагает гибкие сетевые возможности и периферийные интерфейсы для быстрого создания встроенных систем и роботов (рисунок 4).

BeagleBone Blue – это отличный выбор для электронных проектов, где одновременно нужна высокая производительность, широкие возможности для подключения периферии, активное взаимодействие с интернетом и инструментарий Linux.

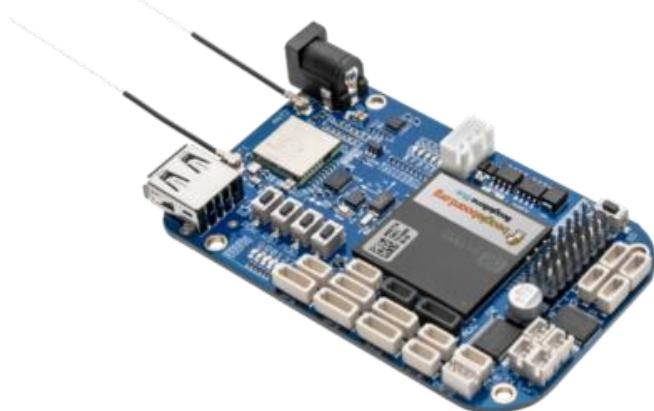


Рис. 4. Одноплатный компьютер BeagleBone® Blue

5. Jetson A203 V2

Мини-ПК A203 Linux в основном предназначен для промышленных периферийных приложений искусственного интеллекта с JetPack 5.0.2 SDK и ускорением искусственного интеллекта 21 TOPS, обеспечиваемым модулем Jetson Xavier NX. SDK облегчает разработку ИИ-решений для производства, логистики, розничной торговли, обслуживания, сельского хозяйства, умного города, здравоохранения, медико-биологических наук и т. д. (рисунок 5)

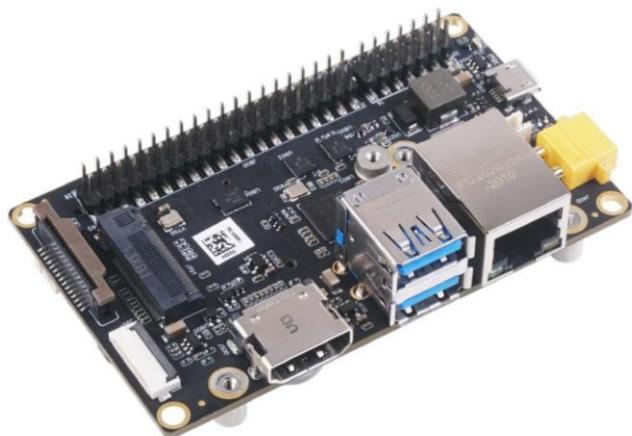


Рис. 5. Одноплатный компьютер Jetson A203 V2

6. Модуль MC121.01 (NM6407 devkit)

Модуль MC121.01 выполнен на базе специализированного микропроцессора - микросхемы интегральной K1879BM6Я и представляет собой одноплатную однопроцессорную вычислительную машину (рисунок 6).

Модуль предназначен для функционирования в составе комплекса, в частности с ПЭВМ с интерфейсом USB 2.0. Данный модуль предназначен для решения широкого класса задач, связанных с цифровой обработкой сигналов в реальном масштабе времени, а также, в качестве инструментального модуля, для отработки программного обеспечения процессора – микросхемы интегральной K1879BM6Я.

Устройство ориентировано на задачи реализации обученных глубоких нейронных сетей [6-7].



Рис. 6. Одноплатный компьютер Модуль MC121.01 (NM6407 devkit)

Наиболее популярными одноплатными компьютерами в мире, насчитывающие немало версий и вариантов исполнения, считаются серии Raspberry Pi.

3. МОДЕЛИ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ

За прошедшие годы было разработано множество методов и алгоритмов для поиска объектов на изображениях и их расположения [8-9]. Наилучшее качество выполнения этих задач достигается за счет использования сверточных нейронных сетей.

Одной из самых популярных нейронных сетей для решения этой задачи является YOLO, созданная в 2015 году. С тех пор было выпущено довольно много версий YOLO. Последние версии могут делать даже больше, чем обнаружение объектов. Новейшей версией является YOLOv8.

Серия YOLOv8 предлагает разнообразный набор моделей, каждая из которых специализируется на решении конкретных задач в области компьютерного зрения. Эти модели предназначены для удовлетворения различных требований, начиная от обнаружения объектов и заканчивая более сложными задачами, такими как сегментация объектов, определение положения/ключевых точек, обнаружение ориентированных объектов и классификация.

Еще одним популярным решением является использование библиотеки OpenCV.

OpenCV (Open Source Computer Vision Library) – это библиотека с открытым исходным кодом для работы с компьютерным зрением. Изначально она была написана на C++, но адаптирована для использования на Python, C, Java и MATLAB.

В OpenCV есть встроенные алгоритмы компьютерного зрения на основе машинного обучения в виде отдельных модулей с разной функциональностью. Вот некоторые из них:

- Core Functionality (основная функциональность) – определяет основные структуры данных и функции библиотеки, которые используются в других модулях;
- Image Processing (обработка изображений) – позволяет работать со статичными изображениями: простыми картинками в форматах PNG, JPG и других;
- Video Analysis (анализ видео) – используется для отслеживания движений объектов и работы с фоном.
- Camera Calibration and 3D Reconstruction (калибровка камеры и 3D-реконструкция) – работает с геометрией объектов, позволяя создавать их 3D-модели на основе нескольких изображений или видео;
- 2D Features Framework (фреймворк двумерных особенностей) – определяет фрагменты изображения, которые отличаются от других, запоминая их контуры, и может находить похожие среди них;
- Object Detection (обнаружение объектов) – находит объекты, например, лица, автомобили, птиц и другое;
- High-level GUI (высокоуровневый графический интерфейс) – позволяет рисовать графические интерфейсы для выполнения простых операций;
- Video I/O (ввод и вывод видео) – позволяет считывать и обрабатывать видеофайлы.

Обнаружение объектов – это современная компьютерная технология, которая связана с обработкой изображений, глубоким обучением и компьютерным зрением для обнаружения объектов, присутствующих в файле изображения. Все технологии, используемые в методе обнаружения объектов, связаны с обнаружением экземпляров объекта на изображении, видео или с видеопотока в режиме реального времени [10].

4. РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОЕКТОВ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ

Для реализации алгоритмов обнаружения объектов на базе сверточных нейронных сетей необходимо подготовить библиотеку с набором размеченных изображений – датасеты. Подготовка датасетов может выполняться самостоятельно в специализированных программах таких как LabelImg, CVAT, Make Sense и др. Данные программы могут быть представлены в виде онлайн сервисов, либо полноценными приложениями для компьютера. Также, на сегодняшний день существует большое множество уже подготовленных датасетов различных тематик. Популярным ресурсом, где специалисты обмениваются своими датасетами, является Roboflow (рисунок 7).

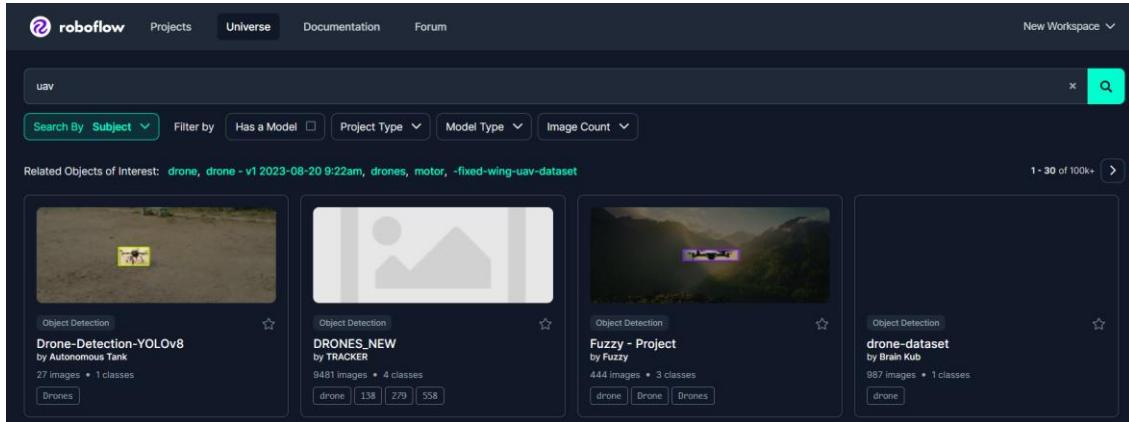


Рис. 7. Главное окно сайта Roboflow

Используя одноплатные компьютеры и обученные модели искусственного интеллекта можно реализовать различные проекты, связанные с распознаванием и обнаружением объектов. Благодаря небольшим размерам одноплатных компьютеров готовые решения могут использованы в самых различных сферах, например распознавание государственных регистрационных знаков автомобилей на парковках или в системах наведения дронов для захвата и сопровождения цели [11].

Подобные решения широко распространены на базе одноплатного компьютера Raspberry Pi5 и библиотеки OpenCV (рисунок 8).



Рис. 8. Обложка с тематического видео посвященного обнаружению объектов на базе одноплатного компьютера Raspberry Pi5 и библиотеки OpenCV

Демонстрация работы одноплатного вычислительного модуля СМ 121.01, выполненного на базе российского энергосберегающего нейропроцессора К1879ВМ6Я показана на рисунке 9.

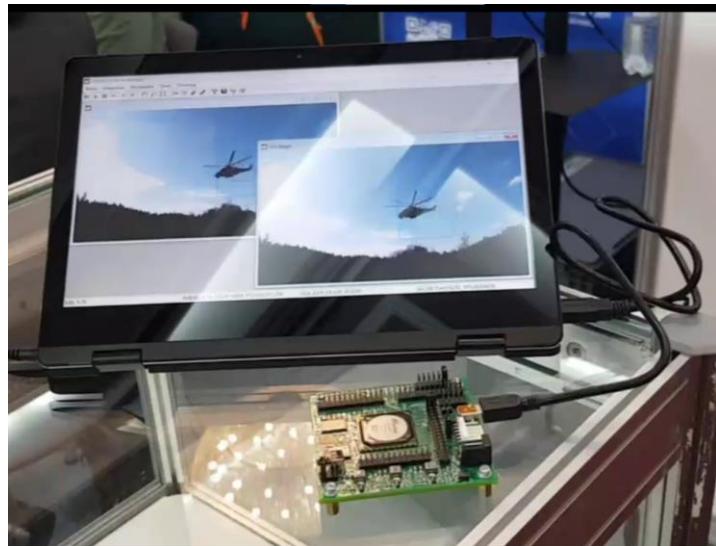


Рис. 9. Демонстрация работы одноплатного вычислительного модуля СМ 121.01

На сегодняшний день существует большое множество сайтов и курсов, как платных, так и бесплатных, по обучению разработке и работе с системами распознавания объектов в режиме реального времени.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Системы распознавания объектов очень распространены в различных отраслях как гражданского назначения, так и военного.

За счет большого числа программного и аппаратного обеспечения, представленного за рубежом, системы распознавания объектов получили широкое распространение именно там. На сегодняшний день в России представлен один тип одноплатного компьютера на базе нейропроцессора К1879ВМ6Я, разработанного компанией НТЦ «Модуль» [12-14].

ЛИТЕРАТУРА

1. Давыдов А. Б., Дыбля А. Ю., Лядова Е. Ф. Использование технологий виртуальной реальности и искусственного интеллекта для эффективной эксплуатации, эволюционной модернизации и гибкой реконфигурации системы связи и передачи данных // Славянский форум. – 2019. – № 4 (26). – С. 299–309.
2. Байгутлина И. А. и др. Беспилотная авиация: история, применение, технологические перспективы / И. А. Байгутлина, М. Е. Бояров, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. П. Соколова. - М.: Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2022. - 612 с.
3. Грищенко Д. А. и др. Применение технологий искусственного интеллекта для управления системой связи летательного аппарата / Д. А. Грищенко, П. А. Замятин, Э. П. Черноштан, Д. М. Шапиро // Славянский форум. – 2020. – № 4(30). – С. 181–192.
4. Муравьев Д. О. Разработка системы распознавания и доступа по физиognомическим признакам на основе одноплатного компьютера Raspberry PI / Д. О. Муравьев,

- И. Жуматаев, Д. Нурбай // Научный журнал «Студенческий форум», - 2022, - 16(195), часть 1. - С. 64-68.
5. Бальзамов А. Ю., Холопов А. С. Одноплатные компьютеры // Сборник Материалы XXII научно-практической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов Национального исследовательского Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарёва. - Саранск: Национальный исследовательский Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарёва. 2019. - С. 79-83.
 6. Лядова Е. Ф. Технико-экономическая оптимизация построения систем искусственного интеллекта с использованием нейропроцессоров российского производства // Славянский форум. – 2021. – № 4 (34).
 7. Замятин П. А. Вопросы создания и применения бортовых компьютеров наземных, воздушных и морских робототехнических комплексов с использованием российских процессоров и микроконтроллеров // Славянский форум. – 2021. – № 4 (34). – С. 191–214.
 8. Давыдов А. Б. и др. Создание виртуальной адаптивной среды мобильного обучения / А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова, П. А. Замятин // Цифровое образование: новая реальность. Сборник материалов Всероссийской научно-методической конференции с международным участием. – Чебоксары: ИД «Среда», 2020. – С. 84–89.
 9. Замятин П. А. Применение моделей YOLOv8 при обследовании подводных объектов с использованием беспилотных подводных аппаратов // Славянский форум. – 2023. – № 3 (41). – С. 418–427.
 10. Лядова Е. Ф. Перспективные сервисы на основе технологий искусственного интеллекта и виртуальной реальности // Славянский форум. – 2021. – № 1 (31). – С. 29–40.
 11. Грищенко Д. А. Применение технологий искусственного интеллекта для управления системой связи летательного аппарата / Д. А. Грищенко, П. А. Замятин, Э. П. Черноштан, Д. М. Шапиро // Славянский форум. – 2020. – № 4 (30). – С. 181–192.
 12. Замятин П. А. Вопросы создания и применения бортовых компьютеров наземных, воздушных и морских робототехнических комплексов с использованием российских процессоров и микроконтроллеров // Славянский форум. – 2021. – № 4 (34). – С. 191–214.
 13. Байгутлина И. А. и др. Особенности построения и использования специализированной информационно-справочной системы «UAV-INFO» по беспилотным летательным аппаратам / И. А. Байгутлина, Д. А. Грищенко, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // В сборнике научных трудов: Методы и программные средства информационного сервиса в информационных и пространственных полях. – Бургас, 2020. – С. 139–154.
 14. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.

REFERENCES

1. Davydov, A. B.; Dyblya, A. Yu. F. Using virtual reality and artificial intelligence technologies for efficient operation, evolutionary modernization and flexible reconfiguration of communication and data transmission system // Slavic Forum. - 2019. - № 4 (26). - С. 299-309.
2. Baigutlina I. A. et al. Unmanned aviation: history, application, technological prospects / I. A. Baigutlina, M. E. Boyarov, A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, A. V.

- Litvinov, E. F. Lyadova, A. P. Sokolova. - Moscow: Publishing House LLC "Sam Polygraphist", 2022. - 612 c.
3. Grishchenko D. A. et al. Application of artificial intelligence technologies for control of the aircraft communication system / D. A. Grishchenko, P. A. Zamyatin, E. P. Chernoshtan, D. M. Shapiro // Slavic Forum. - 2020. - № 4(30). - C. 181-192.
 4. Muravyev, D. O. Development of the system of recognition and access by physiognomic signs on the basis of single-board computer Raspberry PI / D. O. Muravyev, I. Zhumataev, D. Nurbai // Scientific Journal "Student Forum", - 2022, - 16(195), part 1. - C. 64-68.
 5. Balsamov A. Y., Kholopov A. S. Single-board computers // National Research Mordovian State University named after N.P. Ogarev, - 20. N.P. Ogarev, - 2019. - C. 79-83.
 6. Lyadova E.. F. Technical and economic optimization of building artificial intelligence systems using neuroprocessors of Russian production // Slavic Forum. - 2021. - № 4 (34).
 7. Zamyatin, P. A. Issues of creation and application of on-board computers of ground, air and marine robotic complexes using Russian processors and microcontrollers // Slavic Forum. - 2021. - № 4 (34). - C. 191-214.
 8. Davydov, A. B. et al. Creating a virtual adaptive environment for mobile learning / A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, E. F. Lyadova, P. A. Zamyatin // Digital Education: a new reality. Collection of materials of the All-Russian scientific and methodological conference with international participation. - Cheboksary: ID "Sreda", 2020. - C. 84-89.
 9. Zamyatin, P. A. Application of the YOLOv8 models in the survey of underwater objects using unmanned underwater vehicles // Slavic Forum. - 2023. - № 3 (41). - C. 418-427.
 10. Lyadova E. F. Perspective services based on artificial intelligence and virtual reality technologies // Slavic Forum. - 2021. - № 1 (31). - C. 29-40.
 11. Grishchenko, D. A. Application of the artificial intelligence technologies for the control of the aircraft communication system / D. A. Grishchenko, P. A. Zamyatin, E. P. Chernoshtan, D. M. Shapiro // Slavic Forum. - 2020. - № 4 (30). - C. 181-192.
 12. Zamyatin, P. A. Issues of creation and application of on-board computers of ground, air and marine robotic complexes using Russian processors and microcontrollers // Slavic Forum. - 2021. - № 4 (34). - C. 191-214.
 13. Baigutlina I. A. et al. Features of construction and use of the specialized information and reference system "UAV-INFO" on unmanned aerial vehicles / I. A. Baigutlina, D. A. Grishchenko, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // In Proceedings: Methods and software tools for information service in information and spatial fields. - Burgas, 2020. - C. 139-154.
 14. Zamyatin, P. A. Classification features of the unmanned aerial vehicles of airfield basing // Chronos. - 2020. - № 4 (43). - C. 76-84.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО СИСТЕМЕ АЛГОРИТМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА БОРЬБЫ С МАЛОГАБАРИТНЫМИ БПЛА

Д. С. Качанов¹, А. В. Силюнцев¹, Р. Е. Меркулов¹, В. В. Плеве¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье разработка алгоритма функционирования системы машинного зрения роботизированного устройства обнаружения малоразмерных БпЛА с целью повышения эффективности противодействия им.

Ключевые слова: обнаружение, машинное зрение, роботизированное, противодействие, беспилотные летательные аппараты.

MACHINE VISION SYSTEM FOR THE COMPLEX OF COMATING SMALL-SIZED UAVS

D. S. Kachanov¹, A. V. Silyuntsev¹, R. E. Merkulov¹, V. V. Pleve¹

¹MESC AF Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. In this article, the development of an algorithm for the functioning of machine vision system of a robotic device for detecting small-sized UAVS in order to increase the effectiveness of countering them.

Keywords: detection, machine vision, robotic, counteraction, unmanned aerial vehicles.

1. ВВЕДЕНИЕ

В ходе специальной военной операции на территории Украины, являющейся на сегодняшний день самым технологичным военным конфликтом, отличительной особенностью которого является активное использование малогабаритных БпЛА. В настоящий момент самым эффективным средством борьбы с малоразмерными БпЛА считается использование отечественных «ружей РЭБ» ЛПД-801 от «Лаборатории ППШ» и ПАРС «Ступор» от компании «Локационная мастерская». Однако, отсутствие в современных организационно штатных структурах оператора противодействия малоразмерным БпЛА ведет к отвлечению личного состава от своих прямых обязанностей для выполнения этих задач.

Таким образом, можно сделать вывод о необходимости создания малогабаритных роботизированных средств борьбы с малоразмерными БпЛА.

2. ВЫБОР АЛГОРИТМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ

Перспективное средство борьбы с малоразмерными БпЛА должно производить качественное наблюдение за воздушным пространством вблизи прикрываемого объекта без помощи оператора, следовательно, оно должно обладать системой машинного зрения.

Специалистами в области систем машинного зрения выделяются следующие основные типы решаемых системами задач:

1. обнаружение или «детектирование» (перевод с англ. detection) сложных объектов, то есть объектов сложной формы, включающих в себя области с разными цветами, вид которых существенно изменяется в зависимости от ракурса;
2. классификация сложных объектов;

3. локализация сложных объектов.

Для обнаружения объектов принято выделять три группы алгоритмов:

1. корреляционно-статистические алгоритмы;
2. каскадные детекторы с признаками Хаара;
3. нейросетевые алгоритмы.

Основным недостатком корреляционно-статистического алгоритма являются проблемы, возникающие при классификации сложных объектов. Также не всегда обеспечивается фон с низкой фрактальной размерностью. Поэтому использование корреляционно-статистических алгоритмов не подходит для данной работы.

В отличии от корреляционно-статистических алгоритмов каскадный детектор с признаками Хаара обеспечивает обнаружение объектов на любом фоне, однако показывают меньшую вероятность правильного обнаружения, чем нейронные сети.

Таким образом, в перспективных средствах необходимо использовать алгоритмы, в основе работы которых лежат нейронные сети, позволяющие с наибольшей вероятностью правильного обнаружения обнаружить, классифицировать и локализовать сложные объекты.

К преимуществам нейронных сетей, по сравнению с традиционными алгоритмами машинного обучения следует отнести следующее:

1. не требуют больших вычислительных ресурсов для анализа высоко размерных и неструктурированных данных, таких как изображения;
2. способность обобщать, то есть получать результат на данных, не встречавшихся в процессе обучения алгоритма с допустимой погрешностью;
3. возможность производить параллельную обработку информации, что необходимо при работе систем в режиме времени близком к реальному.

Архитектуры нейронных сетей отличаются в зависимости от решаемых ими задач. Для работы с анализом изображений лучше всего подходят сверточные нейронные сети(convolutional neural networks или CNN) – нейросетевые архитектуры, неоднократно использующие одни и те же части нейронной сети для обработки локальных участков входных данных.

Входные данные представляют собой цветные изображения заданного размера. Каждое изображение разбивается на 3 цветовых канала: красный, синий, зеленый.

Сверточный слой представляет собой набор карт признаков и синаптические ядра (или фильтры). Количество карт определяется требованиями к задаче, если взять большое количество карт, то повысится качество распознавания, но увеличится вычислительная сложность. Это связано с тем, что, при прохождении карты признаков, последовательно выделяются признаки объекта на изображении.

Свертки различаются по размеру ядра $h \times w$, которое тоже имеет несколько каналов C . Для каждой операции свертки задаются параметры: шаг (stride) и заполнение (padding).

Свертки имеют множество преимуществ для решения задач компьютерного зрения:

1. использование ядер свертки дает, в сравнении с полно связанный нейросетью, меньшее количество настраиваемых весовых коэффициентов, что приводит к уменьшению времени и вычислительных ресурсов на обучение сети;
2. использование ядер свертки помогает избежать попиксельного запоминания, подталкивая сеть к обобщению демонстрируемой информации;
3. благодаря сканированию целой области, а не отдельных точек, подход позволяет учесть свойства изображения, что увеличивает качество распознавания;
4. частичная инвариантность к масштабу за счёт субдискретизации;
5. обучается при помощи классического метода обратного распространения ошибки.

Таким образом, для решения задач, стоящих в данной работе необходимо использовать алгоритмы на основе сверточных нейронных сетей. Далее следует рассмотреть их математическое описание.

3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ

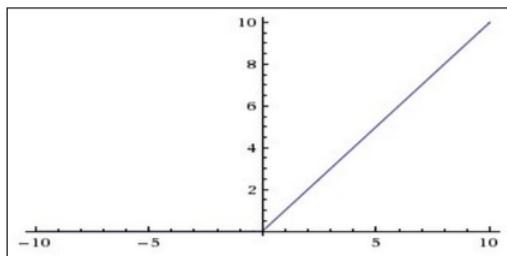
В основе сверточных нейросетевых алгоритмов лежит операция свертки, которая на входе слоя l имеет следующий вид:

$$y_{i,j}^l = \sum_{-d \leq a,b \leq d} W_{a,b} x_{i+a,j+b}^l \quad (2.1)$$

где x^l – входное изображение, $y_{i,j}^l$ – результат свертки(карты признаков), W – весовые коэффициенты(в частности ядра свертки).

Согласно структуре, приведенной на рисунке 2.3, на следующем этапе элементы получившегося массива проходят нелинейную функцию активации. В данной работе в качестве нелинейной функции активации используется – ReLU. Ее вид представлен на рисунке 1

ReLU (rectified linear unit)



$$f(s) = \max(0, s)$$

$$f'(s) = \begin{cases} 1, & s > 0 \\ \text{rand}(0.01, 0.05), & s \leq 0 \end{cases}$$

Достоинства

- лишена ресурсоемких операций
- отсекает ненужные детали
- отсутствует разрастание/затухание градиента
- быстрое обучение

Рис. 1. Функция активации ReLU

Далее рассмотрим математическое описание процесса принятия решения нейронной сетью. Следует отметить, что при решении задачи классификации решается и задача обнаружения. Рассмотрим подробнее этот процесс.

Пусть имеется нейросетевая модель с параметрами W (весовыми коэффициентами), набор обучающих данных $D = \{(x_i, \bar{y}_i)\}_{i=1}^N$, где $x_i = (x_{1i}, x_{2i}, \dots, x_{mi})^T$ – вектор входных значений, $\bar{y}_i = (\bar{y}_{1i}, \bar{y}_{2i}, \dots, \bar{y}_{Ki})^T$ – вектор, соответствующий предсказаниям, имеющий только один ненулевой элемент на позиции правильного класса. Данные обладают свойством независимости.

Обозначим вектор выходных значений НС как $y_i = (y_{1i}, y_{2i}, \dots, y_{Ki})^T$, каждый элемент которой характеризует предсказанную вероятность для каждого класса C_1, C_2, \dots, C_K . $y_{ki} = P(C_k | x_i)$ По данным D необходимо подобрать параметры модели W , описывающие их наилучшим образом.

В основе обучения НС, как и других алгоритмов машинного обучения используется Байесовский подход к вероятностям. Он позволяет:

трактовать вероятность как степень доверия

$$p(W|D) = \frac{p(W)p(D|W)}{\int p(w)p(D|w)dw} \quad (2.2)$$

где $p(W)$ – это априорная плотность распределения, $p(D|W)$ – правдоподобие, $p(W|D)$ – апостериорная плотность распределения.

Чтобы приступить к оптимизации нужно инициализировать исходные весовые коэффициенты нейросетевой модели. При этом нужно сделать так, чтобы последовательно применяемые весовые коэффициенты не вели к экспоненциальному быстрому возрастанию или затуханию сигнала. Поэтому для параметров модели W будем определять нулевое математическое ожидание и дисперсию, равную 1. В данной работе будем задавать априорное распределение для весов НС в виде нормального распределения:

$$p(W) = Norm \left[m = 0, \sigma = \sqrt{\frac{2}{n_{in}}} \right] = \sqrt{\frac{n_{in}}{4\pi}} e^{-\frac{W^2 n_{in}}{4}} \quad (2.3)$$

где n_{in} – число входов очередного слоя НС. Данный выбор обусловлен выбранной функцией активации ReLU и приближает дисперсию выходов каждого слоя к 1.

Для минимизации целевой функции ошибки применялся метод стохастического градиентного спуска и его адаптивный вариант – Adam.

Для взятия производных по параметрам скрытого и входного слоя применялся алгоритм обратного распространения:

$$\frac{\partial E}{\partial W_n} = \sum_{W_1 \in children(W)} \frac{\partial E}{\partial W_1} \cdot \frac{\partial W_1}{\partial W_2} \cdot \dots \cdot \frac{\partial W_{n-1}}{\partial W_n} \quad (2.4)$$

Данный подход позволяет подобрать наилучшие параметры W и обеспечивает успешное решение задачи обучения НС.

4. Особенности использования нейронной сети

Существуют одноэтапные и многоэтапные архитектуры для обнаружения объектов. Многоэтапные архитектуры работают по принципу: сначала выделяли регион, в котором находился предполагаемый объект, а затем решали задачу классификации в каждом отдельном выделенном регионе. На это расходуется немалый объем вычислительных ресурсов, поэтому в данной работе используется архитектура с одноэтапным обнаружением (Single Shot Multibox Detector или SSD). В используемой сети можно выделить две подсети: подсеть локализации и подсеть классификации, в основе которой лежит MobileNet-V2. Данная конфигурация имеет наилучшие показатели быстродействия в режиме реального времени на одноплатных компьютерах

Общая архитектура нейронной сети наглядно представлена на рисунке 2.

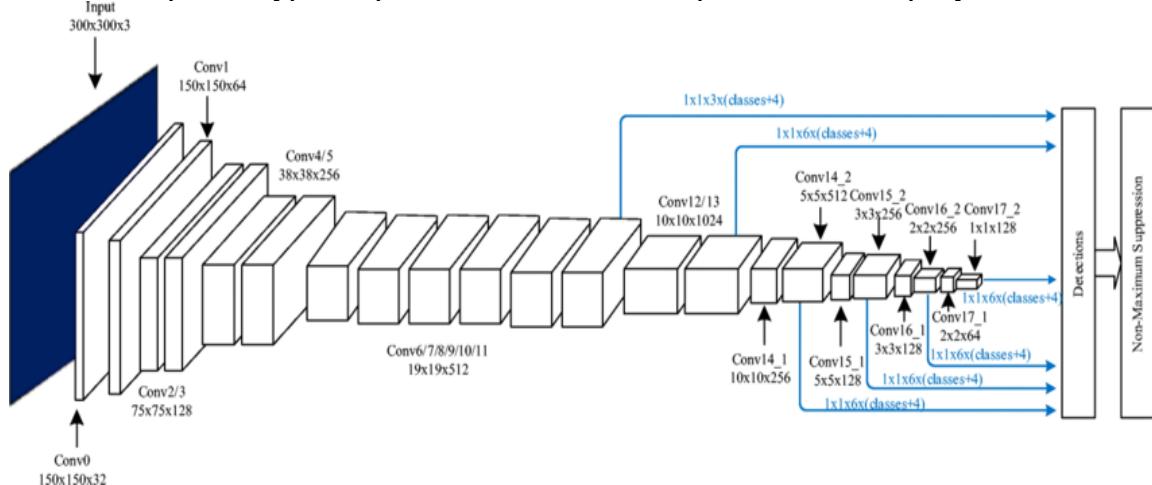


Рис. 2. Общая архитектура нейронной сети MobileNet-V2-SSD

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная система машинного зрения удовлетворяет требованиям для применения в роботизированном устройстве борьбы с малоразмерными БПЛА. Она позволяет:

1. повысить эффективность применения устройств борьбы с малоразмерными БПЛА;
2. минимизировать численность личного состава для охраны и обороны подразделений на позиции, в месте постоянной дислокации или ходе марша;
3. исключить влияние различных факторов на пропуск цели

Основным достоинством выбранного алгоритма является то, что данная конфигурация имеет наилучшие показатели быстродействия в режиме реального времени на одноплатных компьютерах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Корчак Ю.В., Лапшов В.С., Рубцов И.В. Перспективы развития наземных робототехнических комплексов военного и специального назначения // Известия ЮФУ, 2015. № 3. Ч. 1. С. 83 —95.
2. Проблемы и перспективы развития мобильной робототехники военного назначения / И.В. Рубцов, А. А. Бощляков, В.П. Носков [и др.] // Инженерный журнал: наука и инновации, 2015. № 5. С. 1 - 18.
3. Балыбин В.А., Высторбский С.Г., Ельцов О.Н., Сырбу И.А. Роботизированные комплексы РЭБ: перспективы создания и применения//Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах Российской Федерации – 2018 Ч. 1. С. 30 – 31.
4. Как работает компьютерное зрение. Изучаем основные алгоритмы, чтобы овладеть datascience. <https://xakep.ru/2019/01/14/yandex-ds/>.
5. Локализация объектов на изображении методом свёрточных нейронных сетей. <http://www.azoft.ru/blog/lokalizaciya-obektov-na-izobrazhenii-metodom-svyortochnyx-nejronnyx-setej/>.
6. Обучение каскада Хаара. <https://kostyakulakov.ru/opencv-obuchenie-kaskada-xaara/>.
7. Костылев Д. А., Федотов О. В. Машинное зрение в робототехнических системах// Наука, техника и образование С. 45 – 49.
8. Object selection in the image according to the Viola-Jones method. <https://api-2d3dcad.com/viola-jones-method/>.
9. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс, 2-е изд.// Пер. с англ. – СПб.: ООО «Диалектика», 2020. С. 470 – 484.
10. Документация Open CV. <https://docs.opencv.org/>.
11. Schapire R.E., Y. Freund and P. Bartlett. “Boosting the margin: A new explanation for the effectiveness of voting methods”, Machine Learning: Proceedings of the Fourteenth International Conference, Nashville, TN, 1997.

REFERENCES

1. Korchak Yu.V., Lapshov V.S., Rubtsov I.V. Prospects for the development of ground based robotic systems for military and special purposes // Izvestiya SFU, 2015. No. 3. Part 1. Pp. 83-95.
2. Problems and prospects for the development of military mobile robotics / I.V. Rubtsov, A.A. Boshlyakov, V.P. Noskov [et al.] // Engineering Journal: Science and Innovations, 2015. No. 5. Pp. 1 - 18. 350.
3. Balybin V.A., Vystorbsky S.G., Eltsov O.N., Syrbu I.A. Robotic electronic warfare systems: prospects for the creation and use // Electronic warfare in the Armed forces of the Russian Federation - 2018 Part 1. Pp. 30 – 31.

4. How computer vision works. Learning basic algorithms to master datascience.
<https://xakep.ru/2019/01/14/yandex-ds/>.
5. Localization of objects on the image by the method of convolutional neural networks.
<http://www.azoft.ru/blog/lokalizaciya-obektov-na-izobrazhenii-metodom-svyortochnyx-nejronnyx-setej/>.
6. Training of the Haar cascade. <https://kostyakulakov.ru/opencv-learning-cascade-haar/>.
7. Kostylev D. A., Fedotov O. V. Machine vision in robotic systems // Science, technology and education Pp. 45 – 49.
8. Object selection in the image according to the Viola-Jones method. <https://api-2d3dcad.com/viola-jones-method/>.
9. Khaykin S. Neural networks: a complete course, 2nd ed.// Per. from English. - St. Petersburg: Dialectika LLC, 2020. Pp. 470 – 484.
10. Documentation Open CV. <https://docs.opencv.org/>.
11. Schapire R.E., Y. Freund and P. Bartlett. “Boosting the margin: A new explanation for the effectiveness of voting methods”, Machine Learning: Proceedings of the Fourteenth International Conference, Nashville, TN, 1997.

СЕГМЕНТАЦИЯ МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ

Д. И. Веселов¹, Н. А. Андриянов¹

¹Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации, Москва, Россия

Аннотация. В настоящей статье решается задача семантической сегментации органов желудочно-кишечного тракта (ЖКТ) с использованием глубокого обучения с целью определения положения органов для корректировки лечения злокачественных новообразований органов средства лучевой терапии. Были рассмотрены несколько популярных архитектур нейронных сетей на основе сверточных нейронных сетей (СНС). Представленные в статье алгоритмы достигли высоких значений по метрикам Dice и коэффициента Джаккарда. Архитектура U-Net с кодировщиками EfficientNet-B2 показала лучшие результаты, достигнув 90% по метрикам Dice и Джаккарда.

Ключевые слова: медицинские изображения; семантическая сегментация; Unet; трансферное обучение.

MEDICAL IMAGE SEGMENTATION USING COMPUTER VISION METHODS

D. I. Veselov¹, N. A. Andriyanov¹

¹Financial University under the Government of the Russian Federation, Moscow, Russia

Abstract. This paper addresses the problem of semantic segmentation of gastrointestinal (GI) organs using deep learning to determine organ positions for adjusting the treatment of malignant organ neoplasms by radiation therapy. Several popular neural network architectures based on convolutional neural networks (CNNs) have been reviewed. The algorithms presented in this paper achieved high values in terms of Dice and Jaccard coefficient metrics. The U-Net architecture with EfficientNet-B2 encoders showed the best results, reaching 90% on Dice and Jaccard metrics.

Keywords: medical images; semantic segmentation; U-net; transfer learning.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается тенденция применения интеллектуальных алгоритмов в медицинских задачах [1, 2] для помощи врачам. По данным международного агентства по изучению рака, а также всемирной организации здравоохранения [3], на рак желудочно-кишечного тракта (ЖКТ) приходится 26% от всех злокачественных заболеваний и 35% смертей, связанных с онкологией. В 2018 году было зафиксировано 4,8 млн людей с онкологией ЖКТ и 3,4 млн смертей. В 2019 году уже было зарегистрировано порядка 5 млн случаев злокачественного поражения ЖКТ. В России распространённость заболевания увеличивается на 1,5% ежегодно [4-6]. Основным способом лечения онкологии является лучевая терапия, которая может потенциально вылечить несколько миллионов человек [7]. Однако, существует проблема, связанная с изменением положения опухоли и органов ЖКТ, которые могут меняться изо дня в день. Ручная сегментация органов является длительным и трудоемким процессом, увеличивая длительность лучевой терапии с 15 минут в день до 60 [8, 9]. Врачи отмечают, что пациенты трудно переносят такое длительное лечение. Глубокое обучение может автоматизировать процесс сегментации ЖКТ, тем самым ускорив лечение - это и является целью настоящего исследования.

2. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Набор данных представлен в виде масок в кодировке RLE, а изображения представлены в 16-битном формате PNG в оттенках серого. В снимках также была выявлена проблема, которая заключается в том, что изображения имеют разные разрешения.

В качестве предварительной обработки снимков, для улучшения качества сегментации и визуального анализа, были проделаны следующие шаги:

- 1) Произведена нормализация контрастности;
- 2) Все изображения были приведены к единому размеру: 224x224;
- 3) Увеличение набора данных путём аугментации снимков [10];
- 4) Три среза МРТ снимка были объединены в один.

На рисунках 1-3 представлены 3 снимка: исходное изображение ЖКТ, маска снимка, а также снимок с наложенной маской.

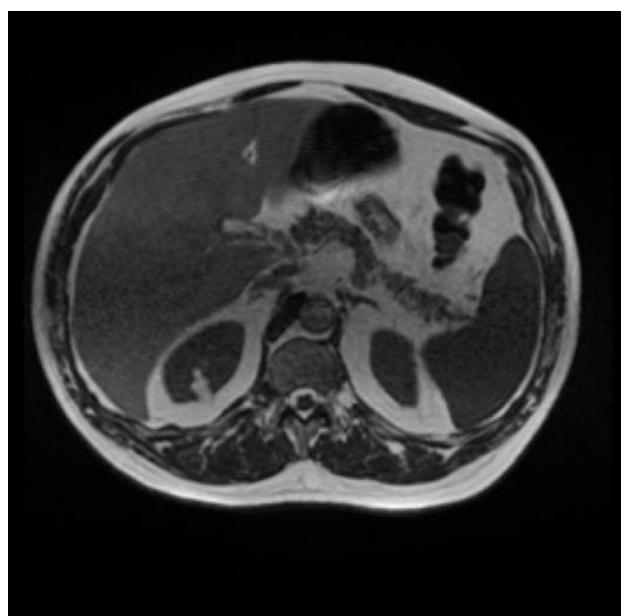


Рис. 1. МРТ снимок органов ЖКТ

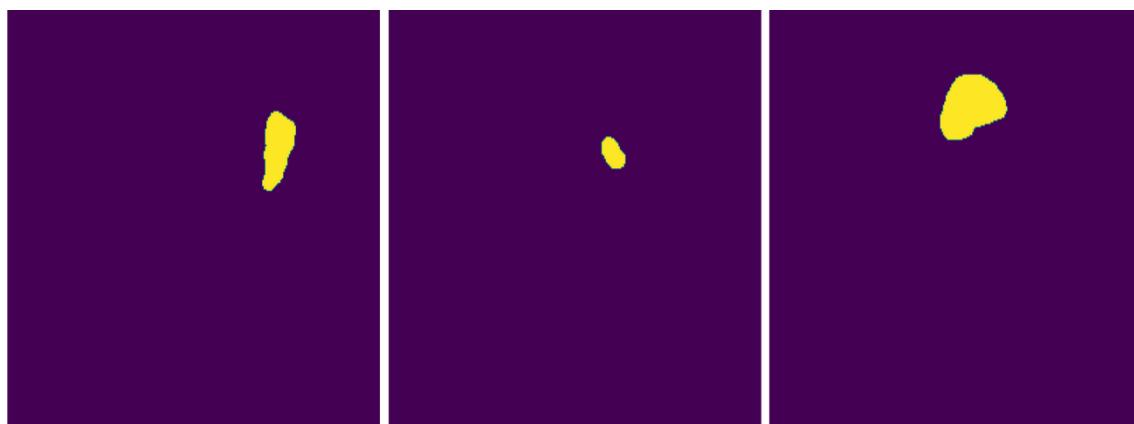


Рис. 2. Маски органов ЖКТ. Слева направо: толстый кишечник, тонкий кишечник, желудок.

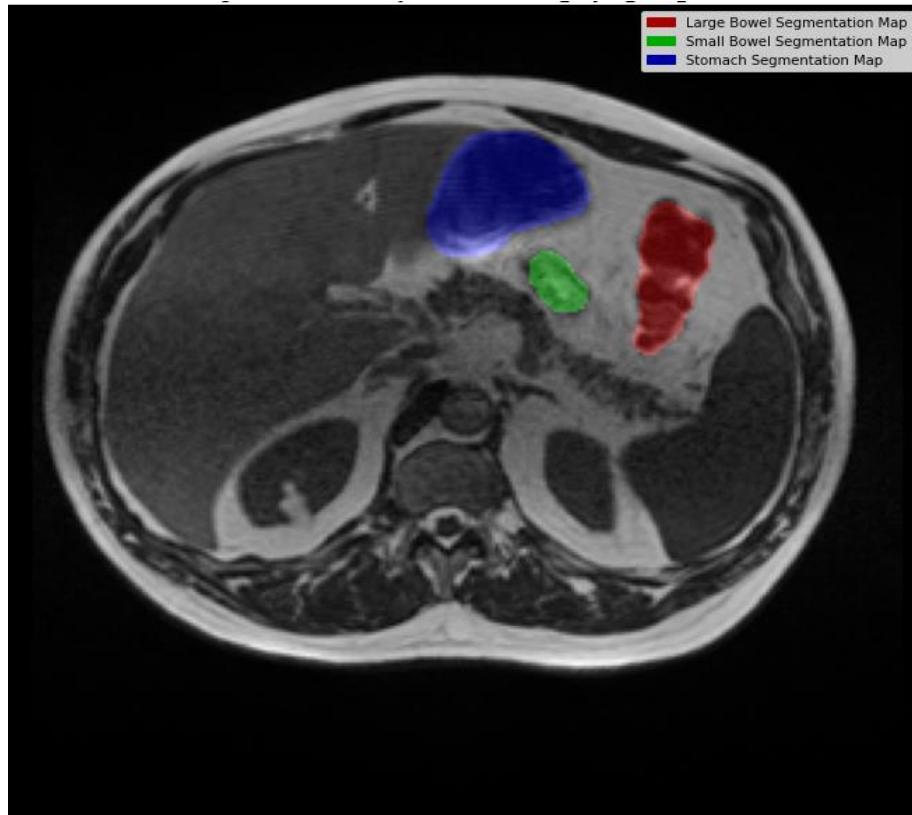


Рис. 3. МРТ снимок органов ЖКТ с наложением сегментационных масок

В качестве базовой модели для решения задачи сегментации была выбрана модель U-Net, а в качестве кодировщиков был выбран набор известных архитектур нейронных сетей на основе СНС [11]. В таблице 1 представлены модели.

Таблица 1. Используемые архитектуры

Архитектура сегментационной сети	Архитектура кодировщика	Top-1 Accuracy	Количество параметров
U-Net	VGG16	0.715	138.35 М
U-Net	ResNet101	0.773	45 М
U-Net	MobileNetV2	0.713	3.5 М
U-Net	EfficientNet-B0	0.763	5.3 М
U-Net	EfficientNet-B1	0.788	7.8М
U-Net	EfficientNet-B2	0.798	9.2 М

Видим, что EfficientNet, несмотря на меньшее количество параметров, обеспечивает высокие точности на данных ImageNet.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Все модели обучались с использованием стратифицированной перекрёстной проверки по 5 фолдам [12]. Также применялись методики аугментации изображений для увеличение тренировочного набора данных. В качестве оценки качества использовались 2 метрики: коэффициент DICE, а также коэффициент Джаккарда.

В таблице 2 представлены метрики и результаты, полученные в процессе обучения для каждого из нейросетевого алгоритма.

Таблица 2. Сравнение эффективности разных моделей

Архитектура сегментационной сети	Архитектура кодировщика	Метрика Dice	Метрика Джаккарда
U-Net	VGG16	0,72	0,71
U-Net	ResNet101	0,89947	0,87037
U-Net	MobileNetV2	0,89969	0,87093
U-Net	EfficientNet-B0	0,90305	0,8741
U-Net	EfficientNet-B1	0,90819	0,86
U-Net	EfficientNet-B2	0,914	0,88

Таким образом, и для самой задачи сегментации модель с использованием EfficientNet-B2 оказалось наилучшей.

На рисунке 4 представлена визуализация работы нейросетевого алгоритма U-Net + EfficientNet-B2, которая позволяет интерпретировать работу алгоритма, что важно при сегментировании биомедицинских изображений. На всех этих снимках нейронная сеть смогла верно определить местоположение основных органов ЖКТ.

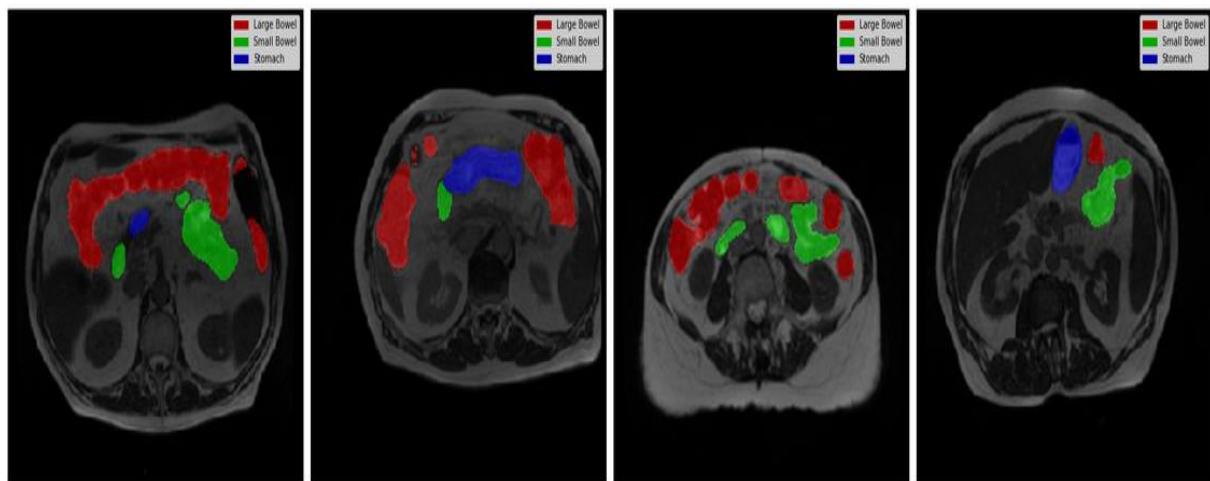


Рис. 4. Визуализация работы алгоритма Unet + EfficientNet-B2

Рисунок 4 показывает достаточно высокую точность модели при визуальном анализе экспертами.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье была решена задача сегментации органов ЖКТ. Для решения поставленной задачи была обучена 1 сегментационная нейронная сеть на основе U-Net с использованием 6 разных кодировщиков. Семейство моделей EfficientNet показало самые высокие результаты из представленных, а EfficientNet-B2 достигла лучших значений по всем метрикам.

Стоит отметить, что представленный в исследовании подход по автоматизации сегментации органов ЖКТ позволяет ускорить планирование лечения больных. А также вносит вклад в текущее развитие технологий по обработке и анализу биомедицинских изображений, обеспечивая впоследствии многообещающие результаты в сфере применения искусственного интеллекта в медицине с целью повышения качества лечения пациентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Широканев А.С. Разработка векторного алгоритма по технологии CUDA для трехмерного моделирования процесса лазерной коагуляции сетчатки / А.С. Широканев, Н.А. Андриянов, Н.Ю. Ильясова // Компьютерная оптика, 2021, Т. 45, № 3. – С. 427-437. – DOI: 10.18287/2412-6179-CO-828
2. Shirokanev A., Ilyasova N., Andriyanov N., Zamytskiy E., Zolotarev A., Kirsh D. Modeling of Fundus Laser Exposure for Estimating Safe Laser Coagulation Parameters in the Treatment of Diabetic Retinopathy // Mathematics, 2021, 9. – 967. – DOI: 10.3390/math9090967
3. Arnold M., Abnet C., Neale R., Vignat J., Giovannucci E., McGlynn K., Bray F. Global Burden of 5 Major Types Of Gastrointestinal Cancer // Gastroenterology, 2020, 159. – DOI: 10.1053/j.gastro.2020.02.068.
4. Афанасенкова Т.Е. Динамика региональной смертности от злокачественных новообразований желудочно-кишечного тракта в России за 2019—2021 гг / Т.Е. Афанасенкова, И.В. Самородская, О.Ш. Ойноткинова, Е.Л. Никонов // Доказательная гастроэнтерология, 2023, Т. 12(2). – С. 15-24.
5. Злокачественные новообразования в России в 2018 году (заболеваемость и смертность). Под ред. Каприна А.Д., Старинского В.В., Петровой Г.В. М.: Филиал ФГБУ «НМИЦ радиологии» Минздрава России, 2019 – 186 с.
6. Злокачественные новообразования в России в 2019 году (заболеваемость и смертность). Под ред. Каприна А.Д., Старинского В.В., Петровой Г.В. М.: МНИОИ им. П.А. Герцена — филиал ФГБУ «НМИЦ радиологии» Минздрава России, 2020. – 188 с.
7. Указ Президента Российской Федерации от 7 мая 2018 г. №204 «О национальных стратегических задачах развития Российской Федерации на период до 2024 года». Режим доступа: <https://kremlin.ru/acts/bank/43027> (дата обращения 20.03.2024).
8. Jaffray A., Gospodarowicz M.K. Radiation therapy for cancer // Cancer: disease control priorities, 2015, vol. 3. – pp. 239–248.
9. Lagendijk J.J., Raaymakers B.W., Van Vulpen M. The magnetic resonance imaging–linac system // Seminars in radiation oncology, Elsevier, 2014, vol. 24, – pp. 207–209.
10. Абс А., Андриянов Н.А., Соловьев В.И., Соломатин Д.А. Применение глубокого обучения для аугментации и генерации подводного набора данных с промышленными объектами // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника, 2023, Т. 23(2). – С. 5-16.
11. Tan M., Le Q. EfficientNet: Rethinking Model Scaling for Convolutional Neural Networks // arXiv preprints, 2019. Режим доступа: <https://arxiv.org/abs/1905.11946>, (дата обращения 21.03.2024).
12. Shah R., Pareek J. Non-invasive Primary Screening of Oral Lesions into Binary and Multi Class using Convolutional Neural Network, Stratified K-fold Validation and Transfer Learning // Indian Journal Of Science And Technology, 2024, v. 17. – p. 651-659. – DOI: 10.17485/IJST/v17i7.2670.

REFERENCES

1. Shirokanev, A.S, Andriyanov, N.A, Ilyasova, N.Y. Development of vector algorithm using CUDA technology for three-dimensional retinal laser coagulation process modelling // Computer Optics 2021; 45(3): 427-437. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-828
2. Shirokanev, A., Ilyasova, N., Andriyanov, N., Zamytskiy, E., Zolotarev, A., Kirsh, D. Modeling of Fundus Laser Exposure for Estimating Safe Laser Coagulation Parameters in

- the Treatment of Diabetic Retinopathy // Mathematics, 2021, 9. – 967. – DOI: 10.3390/math9090967
3. Arnold, M., Abnet, C., Neale, R., Vignat, J., Giovannucci, E., McGlynn, K., Bray, F. Global Burden of 5 Major Types Of Gastrointestinal Cancer // Gastroenterology, 2020, 159. – DOI: 10.1053/j.gastro.2020.02.068.
 4. Afanasenkova T.E. Dynamics of regional mortality from malignant neoplasms of the gastrointestinal tract in Russia for 2019-2021 / T.E. Afanasenkova, I.V. Samorodskaya, O.S. Oinotkinova, E.L. Nikonov // Proof Gastroenterology, 2023, Vol. 12(2). - P. 15-24.
 5. Malignant neoplasms in Russia in 2018 (morbidity and mortality). Edited by Kaprin A.D., Starinsky V.V., Petrova G.V. Moscow: Branch of FGBU "NMRC Radiology" of the Ministry of Health of Russia, 2019 - 186 p.
 6. Malignant neoplasms in Russia in 2019 (morbidity and mortality). Edited by Kaprin A.D., Starinsky V.V., Petrova G.V. Moscow: Branch of FGBU "NMRC Radiology" of the Ministry of Health of Russia, 2020 - 188 p.
 7. Decree of the President of the Russian Federation of May 7, 2018, No. 204 "On National Strategic Objectives of the Development of the Russian Federation for the Period until 2024." Available at: <https://kremlin.ru/acts/bank/43027>, last accessed 20.03.2024
 8. Jaffray, A., Gospodarowicz, M.K. Radiation therapy for cancer // Cancer: disease control priorities, 2015, vol. 3. – pp. 239–248.
 9. Lagendijk, J.J., Raaymakers, B.W., Van Vulpen, M. The magnetic resonance imaging–linac system // Seminars in radiation oncology, Elsevier, 2014, vol. 24, – pp. 207–209.
 10. Aws, A., Andriyanov, N.A., Soloviev, V.I., Solomatin, D.A. Application of deep learning for augmentation and generation of underwater dataset with industrial objects // Bulletin of South Ural State University. Series: Computer Technologies, Control, Radioelectronics, 2023, V. 23(2). - P. 5-16.
 11. Tan M., Le Q. EfficientNet: Rethinking Model Scaling for Convolutional Neural Networks // arXiv preprints, 2019. Available at: <https://arxiv.org/abs/1905.11946>, last accessed 21.03.2024.
 12. Shah, R., Pareek, J. Non-invasive Primary Screening of Oral Lesions into Binary and Multi Class using Convolutional Neural Network, Stratified K-fold Validation and Transfer Learning // Indian Journal Of Science And Technology, 2024, v. 17. – p. 651-659. – DOI: 10.17485/IJST/v17i7.2670.

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А.С. Путятин¹, А.Ю. Петрова¹, А.В. Сезин¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация.

Аннотация. В данной работе приведены обзорные материалы по статьям и книгам авторов о методах распознавания и обработки изображений, а также методах использования глубокого обучения нейронных сетей. Рассмотрен метод сложной модели нейронной сети.

Ключевые слова: методы, распознавание и обработка изображений, нейронные сети, глубокое обучение, анализ данных, классификация изображений.

MODERN METHODS OF IMAGE RECOGNITION AND PROCESSING

A.S. Putyatin¹, A.Y. Petrova¹, A.V. Sezin¹

¹JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation

Abstract. This paper provides review materials on articles and books by the authors on methods of image recognition and processing, as well as methods of using deep learning and neural networks. The method of a complex neural network model is considered.

Keywords: methods, image recognition and processing, neural networks, deep learning, data analysis, image classification.

1. ВВЕДЕНИЕ

Методы распознавания и обработки изображений играют очень важную роль в различных сферах деятельности, таких как: медицина, легкая промышленность, робототехника, безопасность и т.д. Они позволяют автоматизировать процессы, улучшить качество и эффективность работы, и даже спасти жизни.

Например, в медицине с их помощью можно проводить диагностику и выявлять заболевания на ранних стадиях, что значительно повышает шансы на благоприятный исход для пациентов. Также, с помощью современных методов распознавания и обработки изображений можно улучшить системы безопасности, например, распознавать лица на видео и изображениях для идентификации преступников или находить потенциальные угрозы в реальном времени. Кроме того, развитие и применение этих методов также способствует развитию искусственного интеллекта и машинного обучения, что ведет к созданию более умных и эффективных систем и технологий.

2. МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Существует множество методов распознавания и обработки изображений. Некоторые из них включают в себя:

1. Методы преобразования изображений: медианный фильтр, Гауссов фильтр, фильтр Собеля, фильтр Перро и другие. Эти методы используются для улучшения качества изображения, удаления шума и выделения фрагментов изображения.

2. Методы сегментации изображений: пороговая сегментация, сегментация на основе кластеризации, сегментация на основе границ и другие. Эти методы позволяют разделить изображение на отдельные объекты или фрагменты для дальнейшего анализа.

3. Методы извлечения признаков: выделение текстурных признаков, цветовых признаков, формы и других характеристик объектов на изображении. Эти признаки могут быть использованы для классификации и распознавания объектов на изображениях.

4. Методы классификации изображений: методы машинного обучения, нейронные сети, методы распознавания образов и другие. Эти методы позволяют определить класс объекта на изображении и принять решение на основе этого класса.

5. Методы распознавания образов: шаблонное сопоставление, метод опорных векторов, метод каскадных классификаторов и другие методы, которые позволяют распознавать объекты на изображении и проводить дальнейший анализ.

Это лишь небольшой список методов, которые используются для обработки и анализа изображений. Каждый метод имеет свои преимущества и недостатки, и выбор подходящего метода зависит от конкретной задачи и требований к обработке изображений.

3. СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Современные методы распознавания и обработки изображений становятся все более популярными и востребованными в различных областях, начиная от медицинских исследований до автоматического распознавания лиц на улице. Технологии в области компьютерного зрения постоянно развиваются, что позволяет улучшить качество обработки изображений и повысить точность распознавания объектов. Методы включают в себя работу с изображениями в формате 3D и видео, использование генеративных моделей для создания новых изображений, а также применение методов улучшения изображений (увеличение разрешения и улучшение качества).

Для распознавания и обработки изображений также применяется метод включающий в себя использование глубокого обучения нейронных сетей, таких как сверточные нейронные сети (CNN) и рекуррентные нейронные сети (RNN). Метод основан на принципе мозгового нейрона, который имеет возможность обработки информации и извлечения признаков из изображений. CNN может автоматически выделять различные характеристики изображения, такие как края, текстуры и формы, что обеспечивает более точное распознавание объектов на изображении.

Также стоит отметить методы глубокого обучения, такие как глубокие нейронные сети (DNN), которые представляют собой более сложные модели нейронных сетей, способные обрабатывать большие объемы данных и выделять более сложные признаки изображений. Эти методы позволяют решать задачи распознавания изображений с высокой точностью и эффективностью и широко применяются в задачах распознавания образов (таких как: классификация и сегментация изображений).

С появлением новых методов обработки изображений становится возможным решать более сложные задачи, например: автоматическое распознавание лиц, диагностика заболеваний на основе медицинского изображения и анализ поведения людей на видеозаписях. Эти технологии обладают огромным потенциалом для улучшения жизни людей и сокращения времени на выполнение повседневных задач.

В целом, современные методы распознавания и обработки изображений открывают новые возможности для различных областей применения и продолжают развиваться, чтобы улучшать качество жизни. Эти методы позволяют обрабатывать и анализировать большие объемы данных, выявлять закономерности и паттерны, делать прогнозы и принимать решения на основе полученных данных.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, современные методы распознавания и обработки изображений являются очень актуальными и важными для современного общества и способствуют его развитию в различных сферах. Технологии в области компьютерного зрения постоянно развиваются, что позволяет улучшить качество обработки изображений и повысить точность распознавания объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В.И. К вопросу избирательности современных приёмных устройств при одном имеющем сигнале на входе // Техника средств связи. ТРС. 1978. Вып. 7(23). 65-73 с.
2. Борисов В.И. Оценки избирательности современных приемных устройств, при одном мешающем сигнале на входе // Радиотехника. 1981. Т. 36, № 5. 85-89 с.
3. В. Слюсар. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи // Первая миля. - 2008. - № 4. - 10-15 с.
4. Жуков А.П. отчёт по научно-исследовательской работе «Исследование принципов построения нестационарных согласующих цепей» шифр «Эффект» / А.П. Жуков, И.В. Бабкин., Воронеж, научно-исследовательский институт связи., 2003 - 76 с.
5. Кочетков А.А. Расчёт согласующих цепей передатчиков и анализ настройки // Теория и техника радиосвязи сб. научн. работ: изд-во ОАО «Концерн «Созвездие», 2014 - 97 с.
6. Сезин А.В. Борисов Василий Иванович – величайший учёный-радиотехник АО «Концерн «Созвездие» // Самый выдающийся учёный ч. 6. Нижний Новгород, 2019. - 4 с.
7. Сезин. А.В. Логунова И.В. Дубровский Игорь Петрович – величайший учёный-изобретатель АО «Концерн «Созвездие» // Самый выдающийся учёный ч. 5. Нижний Новгород, 2018. - 22 с.

REFERENCES

1. Borisov V. I. to the question of selectivity of modern receivers with one signal at the input / communication equipment. TRS. 1978. Issue. 7 (23). 65-73 p.
2. Borisov V. I. evaluation of selectivity of modern receivers, with one interfering signal at the input // radio engineering. 1981. Vol. 36, No. 5. 85-89 p.
3. B. Slusar. Digital antenna arrays in mobile satellite communication // first mile. - 2008. - № 4. - 10-15 p.
4. Zhukov A. p. report on research work "Research of principles of construction of non-stationary matching chains "cipher" Effect " / A. p. Zhukov, I. V. Babkin., Voronezh, research Institute of communications., 2003 – 76 p.
5. Kochetkov A. A. calculation of matching circuits of transmitters and analysis of tuning. Theory and technique of radio communication. works: publishing house of JSC "Concern "Sozvezdie", 2014 - 97 p.
6. Sezin A. V. Borisov Vasily Ivanovich – the greatest scientist-radio technician of JSC "Concern "Sozvezdie" // Most eminent scientist part 6. Nizhny Novgorod, 2019. - 4 p.
7. Sesin. A. V. Logunov, I. V. Dubrovsky Igor Petrovich – the greatest scientist-inventor of JSC "Concern "Sozvezdie" // Most eminent scientist part 5. Nizhny Novgorod, 2018. - 22 p.

АДАПТИВНЫЙ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ

С.В. Овсянников¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассмотрено построение адаптивного демодулятора цифровых сигналов для систем радиосвязи на основе поляризационных различий в структурах сигнала и помехи, с учетом негауссовского характера помех. Синтезирована структурная схема демодулятора сигналов с частотной манипуляцией, меняющего алгоритм своей работы в соответствии с помеховой обстановкой, что позволяет повысить помехоустойчивость систем дальней радиосвязи и уменьшить число каналов обработки.

Ключевые слова: демодуляция, радиосвязь, поляризация, электромагнитные волны.

ADAPTIVE ASYMPTOTICALLY OPTIMAL DEMODULATOR OF DIGITAL SIGNALS, TAKING INTO ACCOUNT THE EFFECTS OF PARTIALLY POLARIZED INTERFERENCE

S.V. Ovsyannikov¹

¹ MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The article considers the construction of an adaptive digital signal demodulator for radio communication systems based on polarization differences in signal structures and interference, taking into account the non-Gaussian nature of interference. A block diagram of a frequency-manipulated signal demodulator has been synthesized, which changes the algorithm of its operation in accordance with the interference situation, which makes it possible to increase the noise immunity of long-range radio communication systems and reduce the number of processing channels.

Keywords: demodulation, radio communication, polarization, electromagnetic waves.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время дальняя радиосвязь продолжает сохранять важную роль в обеспечении устойчивого и непрерывного управления войсками [1]. Это объясняется следующими ее преимуществами: оперативность установления прямой связи на большие расстояния, простота организации радиосвязи с подвижными объектами, возможность обеспечения связи через большие труднодоступные пространства со скоростью до 1,2 кбит/с и т.д. В то же время дальней радиосвязи присущи такие недостатки, как резкая изменчивость затухания сигналов на трассах радиосвязи, различный характер замираний сигналов, случайное изменение поляризации сигналов в условиях воздействия естественных и организованных помех. Это снижает помехоустойчивость цифровых систем дальней радиосвязи и уменьшает эффективность их применения.

Таким образом, повышение помехоустойчивости систем дальней радиосвязи является актуальной задачей. Одним из решений является использование поляризационных различий в структуре сигналов и помех [2]. При этом в эфир

стараются передать сигнал, поляризация которого максимально согласована с собственной поляризацией среды распространения и в тоже время максимально отличается от поляризации действующих в канале связи помех.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Поляризация является физической характеристикой электромагнитной волны (ЭМВ), определяющей особенности пространственного расположения и изменения во времени вектора напряженности электрической $\mathbf{E}(t)$ (или магнитной $\mathbf{H}(t)$) составляющей [2].

Поляризованную ЭМВ, распространяющуюся в вакууме в декартовой системе координат $\xi\eta\zeta$ вдоль оси 0ζ , в предположении плоского фазового фронта можно представить в линейном ортогональном поляризационном базисе $\{\xi, \eta\}$ [2]:

$$\mathbf{E} = E_\xi \mathbf{e}_\xi + E_\eta \mathbf{e}_\eta, \quad (1)$$

где $\mathbf{e}_\xi, \mathbf{e}_\eta$ – единичные орты, E_ξ, E_η – проекции вектора $\mathbf{E}(t)$ на орты $\mathbf{e}_\xi, \mathbf{e}_\eta$ соответственно.

$$E_\xi = E_{m\xi} \cos(\omega t + \phi_\xi), E_\eta = E_{m\eta} \cos(\omega t + \phi_\eta) \quad (2)$$

где $E_{m\xi, \eta}$ и $\phi_{\xi, \eta}$ амплитуды и начальные фазы ортогональных составляющих ЭМВ в плоскостях $\xi 0\zeta$ и $\eta 0\zeta$ соответственно.

Применяя разложение (2) на ортогональные составляющие, поляризованную ЭМВ можно представить 4-х мерным вектором [2]:

$$\mathbf{X} = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4)^T \quad (3)$$

где квадратурные составляющие равны соответственно:

$$x_1 = E_{m\xi} \cos \phi_\xi; x_2 = E_{m\xi} \sin \phi_\xi; x_3 = E_{m\eta} \cos \phi_\eta; x_4 = E_{m\eta} \sin \phi_\eta. \quad (4)$$

В процессе управления войсками распространяющийся сигнал подвергается активному воздействию организованных помех, аддитивными по характеру группирования с полезным сигналом. Кроме того, для канала дальней радиосвязи характерны мультиплексные помехи, вызванные многолучевым распространением сигнала и анизотропным характером среды распространения, которые вызывают флуктуации модуля и аргумента коэффициента передачи канала связи. Таким образом, на приемной стороне на вход демодулятора цифровой системы связи поступает смесь полезного сигнала и помехи [3]:

$$u(t) = \mu(t) s_i(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (5)$$

где $s_i(t)$ – полезный полностью поляризованный сигнал; $i = 1 \dots M$, M – количество используемых сигналов; $\mu(t)$ – коэффициент передачи канала связи; $n(t)$ – полностью неполяризованная аддитивная помеха; T – тактовый интервал, равный длительности сигнала.

С учетом представления (3) выражение (5) принимает следующий вид:

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{\mu}(t) \mathbf{s}_i(t) + \mathbf{n}(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (6)$$

Детерминированный узкополосный сигнал представляется в виде гармонического колебания [4]:

$$\mathbf{s}_i(t) = (s_{i1}(t) \ s_{i2}(t) \ s_{i3}(t) \ s_{i4}(t))^T, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} s_{i1}(t) &= S_{im\xi}(t) \cos \theta_{i\xi}(t), & s_{i2}(t) &= S_{im\xi}(t) \sin \theta_{i\xi}(t), \\ s_{i3}(t) &= S_{im\eta}(t) \cos \theta_{i\eta}(t), & s_{i4}(t) &= S_{im\eta}(t) \sin \theta_{i\eta}(t). \end{aligned} \quad (8)$$

где $S_{im\xi}(t), \theta_{i\xi}(t)$ и $S_{im\eta}(t), \theta_{i\eta}(t)$ – медленно меняющиеся по сравнению с $\cos(\omega_0 t)$ функции времени, характеризующие соответственно амплитудную и угловую (частотную, фазовую) модуляции ортогонально поляризованных компонент i-го сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 – несущая частота; $s_{i1}(t), s_{i2}(t), s_{i3}(t), s_{i4}(t)$ – квадратурные составляющие ортогонально поляризованных компонент квазимохроматического сигнала.

Коэффициент передачи канала представляется в следующем виде:

$$\boldsymbol{\mu}(t) = (\mu_1(t) \ \mu_2(t) \ \mu_3(t) \ \mu_4(t))^T, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mu_1(t) &= \mu_{m\xi}(t) \cos \varphi_{\xi}(t), & \mu_2(t) &= \mu_{m\xi}(t) \sin \varphi_{\xi}(t), \\ \mu_3(t) &= \mu_{m\eta}(t) \cos \varphi_{\eta}(t), & \mu_4(t) &= \mu_{m\eta}(t) \sin \varphi_{\eta}(t). \end{aligned} \quad (10)$$

где $\mu_{m\xi}(t), \varphi_{\xi}(t)$ и $\mu_{m\eta}(t), \varphi_{\eta}(t)$ – процессы характеризующие амплитудные и фазовые флуктуации коэффициента передачи канала.

Узкополосную помеху можно представить в виде квазигармонического случайного процесса:

$$\mathbf{n}(t) = (n_1(t) \ n_2(t) \ n_3(t) \ n_4(t))^T \quad (11)$$

$$\begin{aligned} n_1(t) &= N_{m\xi}(t) \cos \psi_{\xi}(t), & n_2(t) &= N_{m\xi}(t) \sin \psi_{\xi}(t), \\ n_3(t) &= N_{m\eta}(t) \cos \psi_{\eta}(t), & n_4(t) &= N_{m\eta}(t) \sin \psi_{\eta}(t). \end{aligned} \quad (12)$$

где $N_{m\xi}(t), \psi_{\xi}(t)$ и $N_{m\eta}(t), \psi_{\eta}(t)$ – медленно меняющиеся процессы, обозначающие амплитудные и фазовые флуктуации ортогонально поляризованных компонент случайно полностью поляризованной помехи;

$n_1(t), n_2(t), n_3(t), n_4(t)$ – квадратурные компоненты ортогонально поляризованных составляющих помехи. Будем считать, что частота несущей сигнала совпадает с частотой несущей помехи и спектр помехи шире спектра сигнала.

В этом случае суммарное колебание на входе демодулятора является узкополосным процессом вида:

$$\mathbf{u}(t) = (u_1(t) \ u_2(t) \ u_3(t) \ u_4(t))^T, \quad (13)$$

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_{m\xi}(t) \cos \phi_{\xi}(t), & u_2(t) &= U_{m\xi}(t) \sin \phi_{\xi}(t), \\ u_3(t) &= U_{m\eta}(t) \cos \phi_{\eta}(t), & u_4(t) &= U_{m\eta}(t) \sin \phi_{\eta}(t). \end{aligned} \quad (14)$$

где $U_{m\xi}(t), \phi_{\xi}(t)$ и $U_{m\eta}(t), \phi_{\eta}(t)$ – процессы, обозначающие флуктуации огибающей и фазы колебания ортогонально поляризованных компонент частично поляризованной смеси сигнала и аддитивной помехи; $u_1(t), u_2(t), u_3(t), u_4(t)$ – квадратурные компоненты.

В дальнейшем для упрощения записи символ t будет опущен.

Наиболее часто флуктуации принимаемой смеси (6), в предположении постоянного коэффициента передачи канала, описываются гауссовской плотностью вероятности [4]:

$$P_4(\mathbf{u}) = \frac{1}{4\pi^2\sigma_1 \dots \sigma_4 \sqrt{D}} \exp\left(-\frac{1}{2D} \sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{ij} \frac{(u_h - s_{ih})(u_j - s_{ij})}{2\sigma_h \sigma_j}\right) \quad (15)$$

где параметры s_{ih} и s_{ij} описывают квадратурные составляющие ортогонально поляризованных компонент монохроматической волны и представляют собой квадратурные составляющие полезного сигнала; D – определитель нормированной корреляционной матрицы следующего вида:

$$R = \begin{pmatrix} 1 & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ r_{21} & 1 & r_{23} & r_{24} \\ r_{31} & r_{32} & 1 & r_{34} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} & 1 \end{pmatrix}, r_{ij} = r_{ji} \quad (16)$$

r_{ij} – нормированные коэффициенты корреляции между соответствующими квадратурными составляющими; D_{ij} – алгебраическое дополнение элемента r_{ij} определителя D .

Однако данные экспериментальных исследований свидетельствуют, что помехи часто носят негауссовский характер. Поэтому применение выражения (15) не всегда является правомерным. В работе [5] для описания флюктуаций принимаемой смеси (5) предлагается использовать плотность распределения вероятности (ПРВ) следующего вида:

$$P_4(\mathbf{u}) = \frac{c \prod_{m=1}^4 \sqrt{\beta_m} \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} (u_h - s_{ih})(u_j - s_{ij}) \right)^{\alpha c - 1}}{\pi^2 \Gamma\left(\alpha + \frac{1}{c}\right) D^{\alpha c - 0.5}} \times \times \exp\left\{ -\frac{1}{D^c} \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} (u_h - s_{ih})(u_j - s_{ij}) \right)^c \right\} \quad (17)$$

где $\alpha > 0, c > 0$ – параметры формы; β_m – параметры масштаба; параметры s_{ih} , s_{ij} , D , D_{ij} имеют тот же смысл, что и для распределения (15).

Синтез оптимальных приемников цифровых сигналов на фоне негауссовых помех, как и для помех с гауссовским распределением мгновенных значений, базируется на определении отношения правдоподобия [6]. Рассмотрим сначала частный случай детерминированных сигналов. При этом, используя ПРВ (17), получим достаточную статистику оптимальную по критерию максимума логарифма отношения правдоподобия:

$$Z_i^{negauss} (\mathbf{u}, \mathbf{s}_i)_{opt} = \sum_{k=1}^N \left[\left(\alpha c - 1 \right) \ln \sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 \left(D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} (u_{kh} - s_{ikh})(u_{kj} - s_{ikj}) \right) - \right. \\ \left. - \frac{1}{D^c} \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} (u_{kh} - s_{ikh})(u_{kj} - s_{ikj}) \right)^c \right] \quad (18)$$

В силу воздействия мультиплексивных помех в канале дальней радиосвязи сигналы являются квазидетерминированными, т.е. необходимо выполнить усреднение

по флюктуирующем квадратурным составляющим или модулю и аргументу коэффициента передачи. Достаточная статистика примет следующий вид:

$$\begin{aligned} Z_i^{\text{негаусс}}(\mathbf{u}, \mathbf{s}_i / \boldsymbol{\mu})_{\text{opt}} &= \\ = \int \sum_{k=1}^N &\left[(\alpha c - 1) \ln \sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 \left(D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} (u_{kh} - \mu_{kh} s_{ikh}) (u_{kj} - \mu_{kj} s_{ikj}) \right) - \right] d\boldsymbol{\mu} \quad (19) \\ &\left. - \frac{1}{D^c} \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} (u_{kh} - \mu_{kh} s_{ikh}) (u_{kj} - \mu_{kj} s_{ikj}) \right)^c \right] \end{aligned}$$

Интегральное уравнение (19) не имеет решения в замкнутом виде. В случае, когда отношение сигнал/шум на входе демодулятора много меньше 1, а размер выборки достаточно большой, что характерно для канала дальней радиосвязи, справедливо применение асимптотически оптимального подхода. Суть которого в том, что в стандартный корреляционный приемник добавляется блок нелинейного преобразования (БНП) с характеристикой следующего вида [7]:

$$Z_j(\mathbf{u}) = -\frac{d}{du_j} P_4(\mathbf{u}), j = \overline{1, 4} \quad (20)$$

где $P_4(\mathbf{u})$ – ПРВ мгновенных значений без детерминированной составляющей.

Подставляя ПРВ (18) в (20) получаем достаточную асимптотически оптимальную достаточную статистику:

$$Z_i^{\text{негаусс}}(\mathbf{u}, \mathbf{s}_i)_{\text{демерм}} = \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^4 Z_m(\mathbf{u}_k) s_{ikh} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} Z_m(\mathbf{u}) &= \left[\frac{c \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} u_{kh} u_{kj} \right)^{c-1}}{D^c} - \frac{(\alpha c - 1)}{\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} u_{kh} u_{kj}} \right] \times \\ &\times \sum_{h=1}^4 D_{mh} u_{kh} \sqrt{\beta_m \beta_h}. \quad (22) \end{aligned}$$

Теперь учитывая флюктуации коэффициента передачи, выполним усреднение по его аргументу и, учитывая монотонность модифицированной функции Бесселя нулевого порядка, получим [8]:

$$\begin{aligned} Z_i^{\text{негаусс}}(\mathbf{u}, \mathbf{s}_i / \varphi_\xi, \varphi_\eta)_{\text{некогер}} &= \\ = \sum_{k=1}^N &\sqrt{(Z_1(\mathbf{u}_k) s_{ik1} + Z_2(\mathbf{u}_k) s_{ik2})^2 + (Z_2(\mathbf{u}_k) s_{ik1} - Z_1(\mathbf{u}_k) s_{ik2})^2} + \quad (23) \\ &+ \sqrt{(Z_3(\mathbf{u}_k) s_{ik3} + Z_4(\mathbf{u}_k) s_{ik4})^2 + (Z_4(\mathbf{u}_k) s_{ik3} - Z_3(\mathbf{u}_k) s_{ik4})^2}. \end{aligned}$$

Так как в современных цифровых системах дальней радиосвязи применяются в основном угловые методы манипуляции, усреднением по модулю коэффициента передачи можно пренебречь, так как полезная информация заключена в изменении аргумента сигнала. Флюктуации амплитуды полезного сигнала можно подавить,

используя амплитудный ограничитель. Используя достаточную статистику (23) получим структурную схему демодулятора цифровых сигналов с частотной манипуляцией на фоне негауссовых частично поляризованных помех (см. рисунок 1). При частотной манипуляции полезные сигналы отличаются друг от друга на фиксированную разницу в несущей частоте:

$$s_i(t) = S_{im} \cos[\omega_0 t - (i-1)\Delta\omega t + \theta], 0 \leq t \leq T. \quad (24)$$

Демодулятор состоит из общей части, в которой происходит, во-первых, получение квадратурных составляющих ортогонально поляризованных компонент и преобразование сигнала в дискретную форму с помощью антенной системы (АС), квадратурных преобразователей (КП), дискретизаторов (Д). Во-вторых, вычисление характеристик 4-х БНП. Специальная часть демодулятора состоит из М каналов, каждый из которых оптимизирован для соответствующего сигнала.

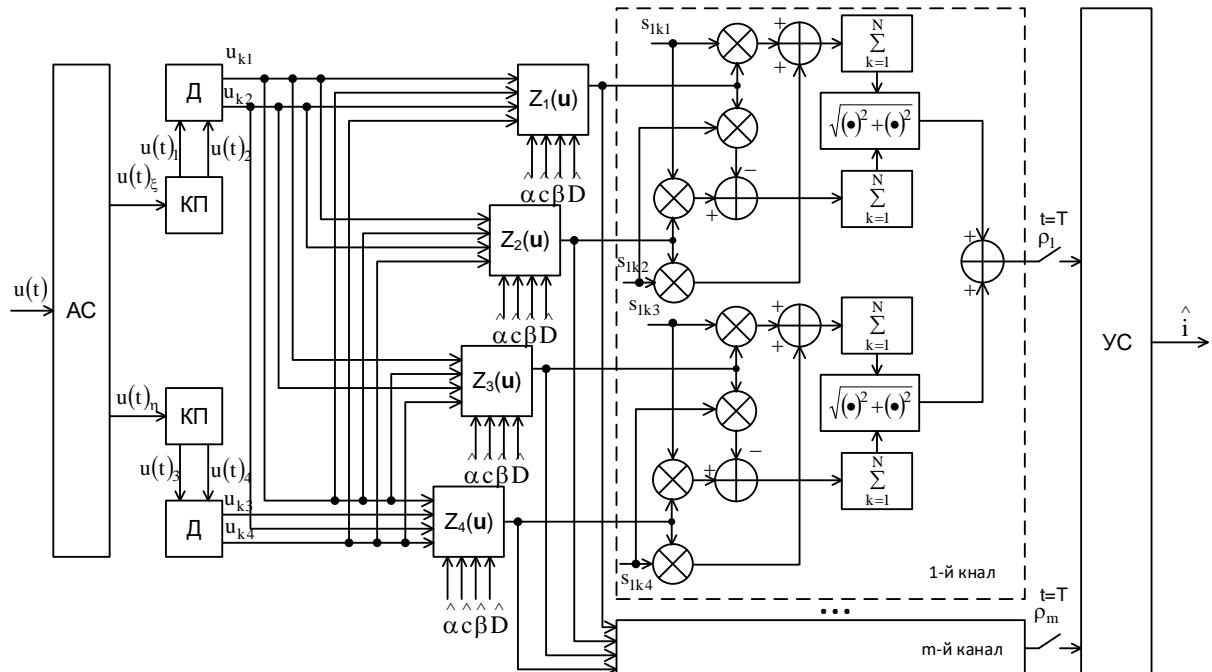


Рис. 1. Структурная схема демодулятора цифровых частотноманипулированных сигналов на фоне частично поляризованных негауссовых помех

В частном случае при использовании бинарных сигналов количество каналов обработки можно сократить до одного. В каждом из каналов происходит вычисление оценки информационного параметра, которая поступает на устройство сравнения (УС) и далее для последующей обработки.

Адаптация параметров БНП может быть произведена по методу моментов с использованием обучающей выборки.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, использование поляризационных различий в структурах сигнала и помехи, а также учет негауссового характера помех позволило разработать метод адаптивной демодуляции цифровых сигналов. На основе этого метода синтезирована структурная схема демодулятора сигналов с частотной манипуляцией, меняющего алгоритм своей работы в соответствии с помеховой обстановкой, что позволяет повысить помехоустойчивость систем дальней радиосвязи и уменьшить число каналов обработки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Военная КВ радиосвязь: достижения, направления совершенствования (по материалам зарубежной печати). Краткий текст лекций. В.Ф. Камарович, В.Г. Романенко. – Л.: ВАС, 1989. – 34 с.
2. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
3. Военные системы радиосвязи. Ч. I. В.В. Игнатов, Ю.П. Килимник, И.Н. Никольский и др. / Под ред. В.В. Игната. Л.: ВАС, 1989. – 386 с.
4. Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. – М.: Советское радио, 1974. – 480 с.
5. Карпов И.Г. Методы обобщенного вероятностного описания и идентификации негауссовых случайных величин и процессов. – Тамбов: ТВАИИ, 2002. – 170 с.
6. Авиационные радиосвязные устройства / Под ред. В.И. Тихонова. – М.: ВВИА, 1986. – 442 с.
7. Шелухин О.И. Негауссовые процессы в радиотехнике. – М.: Радио и связь, 1999. – 310 с.
8. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник. – М.: Радио и связь, 1981. – 231 с.

REFERENCES

1. Military HF radio communication: achievements, areas of improvement (based on materials from the foreign press). Short text of lectures. V.F. Kamarovich, V.G. Romanenko. – L.: VAS, 1989. – 34 p.
2. Rodimov A.P., Popovsky V.V. Statistical theory of polarization-time processing of signals and interference in communication lines. – M.: Radio and Communications, 1984. – 272 p.
3. Military radio communication systems. Ch. I. V.V. Ignatov, Yu.P. Kilimnik, I.N. Nikolsky, etc. / Edited by V.V. Ignatov. L.: VAS, 1989. – 386 p.
4. Pozdnyak S.I., Melititsky V.A. Introduction to the statistical theory of polarization of radio waves. – M.: Sovetskoe radio, 1974. – 480 p.
5. Karpov I.G. Methods of generalized probabilistic description and identification of non-Gaussian random variables and processes. – Tambov: TVAI, 2002. – 170 p.
6. Aviation radio communication devices / Edited by V.I. Tikhonov. – M.: VVIA, 1986. – 442 p. 7.
7. Shelukhin O.I. Non-Gaussian processes in radio engineering. – M.: Radio and Communications, 1999. – 310 p.
8. Korzhik V.I., Fink L.M., Shchelkunov K.N. Calculation of noise immunity of discrete message transmission systems: Handbook. – M.: Radio and Communications, 1981. – 231 p.

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ВЫБРАННЫХ КРИТЕРИЕВ

Я. Е. Львович¹, И. Я. Львович¹, А. П. Преображенский¹, Ю.П.Преображенский¹, Т.В.
Аветисян²

¹Воронежский институт высоких технологий (АНОО ВО ВИВТ), Воронеж, Россия

²Колледж Воронежский институт высоких технологий (Колледж ВИВТ), Воронеж,
Россия

Аннотация. В данной работе рассматриваются проблемы формирования локальной вычислительной сети. Приведены особенности выбора параметров вычислительной сети. Показаны алгоритмы действий.

Ключевые слова: передача информации; телекоммуникационная система; алгоритм.

ANALYSIS OF THE POSSIBILITIES OF FORMING A DATA TRANSMISSION NETWORK BASED ON THE SELECTED CRITERIA

Ya. E. Lvovich¹, I. Ya. Lvovich¹, A. P. Preobrazhenskiy¹, Yu. P. Preobrazhenskiy¹, T.V.
Avetisyan²

¹Country Voronezh Institute of High Technologies (ANOO IN VIVT), Voronezh, Russia

²College Voronezh Institute of High Technologies (VIVT College), Voronezh, Russia

Abstract. This paper discusses the problems of the formation of a local computer network. The peculiarities of choosing the parameters of the computer network are given. Algorithms of actions are shown.

Keywords: information transmission; telecommunication system; algorithm.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для того, чтобы правильно выбрать локальную вычислительную сеть необходимо придерживаться существующих стандартов. Любой метод имеет ограничения и недостатки. Важной особенностью многих методов является то, что с их помощью можно организовать четкий и поэтапный доступ к информации каждого в отдельности устройства в среде обмена данными. Данная система работы в полной мере обеспечит гарантии и моментальную доставку информации всех людей, которые ей пользуются.

2. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛОКАЛЬНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ

В начале исследования и проектирования локальной сети четко понимать ход работы.

Поэтапность проектирования локальной вычислительной сети:

- проанализировать возможные альтернативные решения;
- проанализировать требования по применению и условию функционирования ЛС;
- выбрать метод доступа, топологию и среду передачи данных;
- выбрать программно-технические средства передачи данных в ЛС;
- выбрать прикладные подсистемы и ОС;
- выбрать конкретный тип ЛС;
- определить требуемую конфигурацию и состав ЛС.

Решение данных вопросов и этапов позволит правильно разработать работоспособную сеть, а также рассчитать затраты на ее создание и дальнейшую эксплуатацию.

Выбор определенных типов локальных сетей достаточно сложная задача, так как на рынке имеется их большое количество. Но данная проблема сводится к решению двух вопросов:

- удовлетворенность пользователей производительностью;
- стоимость.

Следовательно, главная задача рассмотреть эффективность ЛС, что бы она была современной, многофункциональной, а ее стоимость была пропорционально ее качествам.

Определив функциональность локальной сети, определяем рабочую конфигурацию и состав ЛС.

Показатели рабочей конфигурации и состав ЛС:

- состав и количество станций, подключаемых к ЛС;
- состав и количество файловых серверов;
- состав и количество серверов для подключения к внешним системам;
- состав и количество серверов для подключения терминальных устройств и ЭВМ.

Таким образом, состав сервисов должен характеризоваться: объемом памяти, типом подключения периферийного оборудования, типом и количеством интерфейсов, и внешними системами. Следовательно, предлагаемый выбор осуществляется на основе анализа полученной информации и принятых к разработке решений.

3. ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ

В ходе сравнения был произведен отбор протоколов маршрутизации, которая будет использоваться в локальной вычислительной сети.

Нужные критерии для выбора протокола: мощность, цена маршрута, надежность, мобильность.

По нашему мнению, выбранные критерии позволяют провести эффективный выбор, с помощью которого будет происходить быстродействие на высоком уровне, как в малых, так и в больших сетях.

Анализ выбранных критериев позволяет точно сравнить альтернативы и выбрать метод анализа иерархии. На данном этапе необходимо провести расчет «выбора протокола маршрутизации сети с использованием данного метода».

Шаги для решения методов анализа иерархии:

1. Составление матрицы попарного сравнения критериев для вычисления их веса;
2. Составление матрицы попарного сравнения альтернатив по каждому критерию в отдельности;
3. Нахождение среднего геометрического и собственного вектора полученных матриц;
4. Вычисление лучшей из предложенных альтернатив.

Для удобства и четкого, правильного результата математические действия будут производиться с помощью специального ПО, а также можно воспользоваться Web-сайта для ускорения процесса решения и снижения, не допустимости ошибок при расчетах.

В таблице 1 представлена матрица попарного сравнения критериев.

Таблица 1. Сравнительный анализ критериев оценки

	Мощность	Цена	Надежность	Мобильность	Vj	Pj
Мощность	1	1/5	1/5	1/6	0,28	0,05
Цена	5	1	1/3	1/3	0,86	0,17

Надежность	5	3	1	2	2,34	0,45
Мобильность	6	3	1/2	1	1,73	0,33
Сумма					5,21	

В таблице 1 под показателем V_j подразумевается среднее геометрическое строки матрицы, а P_j обозначает нормализованный главный вектор матрицы, задающий локальный приоритет.

Полученные данные позволяют составить матрицу попарного сравнения альтернатив. Каждый критерий рассматривался по отдельности. Данные описаны в таблицах 2-5.

Таблица 2. Сравнительные данные по критерию «мощность»

	RIP	OSPF	BGP	V_j	P_j
PIP	1	1/5	9	1,22	0,26
OSPF	5	1	7	3,27	0,69
BGP	1/9	1/7	1	0,25	0,05
Сумма				4,74	

Таблица 3. Сравнительные данные по критерию «цена»

	RIP	OSPF	BGP	V_j	P_j
PIP	1	1/3	1/5	0,40	0,10
OSPF	3	1	1/3	1	0,25
BGP	3	3	1	2,46	0,63
Сумма				3,86	

Таблица 4. Сравнительные данные по критерию «надежность»

	RIP	OSPF	BGP	V_j	P_j
PIP	1	1/7	1/4	0,33	0,08
OSPF	7	1	4	3,04	0,7
BGP	4	1/4	1	1	0,23
Сумма				4,37	

Таблица 5. Сравнительные данные по критерию «мобильность»

	RIP	OSPF	BGP	V_j	P_j
PIP	1	1/7	1/4	0,33	0,07
OSPF	7	1	5	3,27	0,72
BGP	4	1/5	1	0,93	0,2
Сумма				4,53	

«Для нахождения наилучшей альтернативы необходимо произвести умножение нормализованного вектора матрицы сравнения критериев на матрицу, в качестве столбцов которой будут выступать нормализованные вектора матриц сравнения критериев в порядке от первого критерия к n-ому» [1]:

$$S1 = 0,05 * 0,26 + 0,17 * 0,1 + 0,45 * 0,08 + 0,33 * 0,07 = 0,089;$$

$$S2 = 0,05 * 0,69 + 0,17 * 0,25 + 0,45 * 0,7 + 0,33 * 0,72 = 0,632;$$

$$S3 = 0,05 * 0,05 + 0,17 * 0,63 + 0,45 * 0,23 + 0,33 * 0,2 = 0,28.$$

В таблице 6 представлены результаты вычислительных действий.

Таблица 6. Результаты вычислительных действий

PIP	0,089
OSPF	0,632
BGP	0,28

Таким образом, резюмируя представленные расчеты можно сделать вывод, что эффективным вариантом маршрутизации будем считать OSPF.

Для нашей работы очень важно избежать ошибок, которые могут возникнуть в ходе разработки ПО, а также нужно учесть все варианты взаимодействия пользователей с разработанной программой. В таком случае будем составлять:

- алгоритмы расчета методов поддержки принятия решений;
- алгоритмы взаимодействия пользователя с программой.

Данные моменты позволяют учесть все имеющиеся ситуации и обеспечат для пользователей точную обработку возникших событий.

Далее составим пошагово алгоритмы контактов пользователей с программным обеспечением, в зависимости от стадий расчета метода анализа иерархий. Именно она будет применена в основе конечной программы.

Важной особенностью становится то, что представленные алгоритмы могут быть дополнены, доработаны, изменены.

На этапе следующего шага предлагается заполнить матрицу попарного сравнения критериев, программа будет самостоятельно указывать действия.

На следующем этапе пользователю предлагается заполнить матрицу сравнения альтернатив, в зависимости от представленных критериев. Матриц будет столько, сколько было заявлено критериев.

На этапе последнего расчетного действия матрицы для пользователя представляется все расчетные результаты в виде ранжированного списка альтернатив, а также коэффициент согласованности. Если коэффициент будет более 0,2, то для пользователя предлагается возможность уточнить свои оценки. Если расчет является корректным и правильным, то дальнейшее взаимодействие с программой будет приостановлено. Следовательно, нет необходимости в дальнейших действиях.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Раздел «заключение» обязателен. Обратите внимание, что не следует дублировать в этом разделе текст аннотации, хотя в качестве выводов могут рассматриваться основные положения доклада. В заключении можно подробно остановиться на актуальности работы, значимости полученных результатов или дать рекомендации по их применению.

Для проведения сравнительного анализа разбиты алгоритмы поддержки принятия решений на следующие группы:

- описание методов, где участвует один человек;
- описание методов с участием нескольких экспертов.

В работе представлены такие методы как метод простых приращений, метод ELECTRE, метод анализа иерархий, метод ранжирования альтернатив.

В ходе сравнения был произведен отбор протоколов маршрутизации, которая будет использоваться в локальной вычислительной сети.

Эффективным вариантом маршрутизации будем считать OSPF.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bay H., Tuytelaars T., Gool L.V. SURF: Speeded up robust features // Conference: Proceedings of the 9th European conference on Computer Vision - Volume Part I, July 2006.
2. S.-W. Ha and Y.-H. Moon. Multiple object tracking using sift features and location matching // International Journal of Smart Home. Vol. 5, No. 4. - Pp. 17-26, 2011.
3. GaoHongjun C, Zhu H., Guo Y. Analysis and improvement of SUSAN algorithm / Signal Processing // October 2012, Vol. 92, No.10. pp.2552-2559.

REFERENCES

1. Bay H., Tuytelaars T., Gool L.V. SURF: Speeded up robust features // Conference: Proceedings of the 9th European conference on Computer Vision - Volume Part I, July 2006.
2. S.-W. Ha and Y.-H. Moon. Multiple object tracking using sift features and location matching // International Journal of Smart Home. Vol. 5, No. 4. - Pp. 17-26, 2011.
3. GaoHongjun C, Zhu H., Guo Y. Analysis and improvement of SUSAN algorithm / Signal Processing // October 2012, Vol. 92, No.10. pp.2552-2559.

АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ЛОГНОРМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

С. М. Одоевский¹, В. А. Зизевский¹, М. И. Рафальская¹

¹ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи им. Маршала Советского Союза
С. М. Буденного» (ВАС), г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В настоящей статье рассматривается аппроксимация графической (табличной) зависимости относительного среднего времени ожидания от нагрузки, полученной путем имитационного статистического моделирования процесса обслуживания мультимедийного трафика с логнормальным распределением времени между очередными пакетами и экспоненциальным распределением времени обслуживания. Показано, что для аппроксимации с достаточной точностью годится при определенных изменениях параметров универсальное математическое выражение, полученное ранее для систем массового обслуживания с другими распределениями мультимедийного трафика.

Ключевые слова: мультимедийный трафик, логнормальное распределение, имитационное моделирование, системы массового обслуживания, аппроксимация.

APPROXIMATION OF STATISTICAL CHARACTERISTICS OF THE MULTIMEDIA TRAFFIC SERVICE PROCESS BASED ON THE LOGNORMAL DISTRIBUTION

S. M. Odoevsky¹, V. A. Zizevsky¹, M. I. Rafalskaya¹

¹Military telecommunication's academy named after Marshal of Soviet Union
S. M. Budyonny, Saint Petersburg, Russian Federation

Abstract. This paper deals with the approximation of the graphical (tabular) dependence of the relative average waiting time on the load obtained by simulation statistical modelling of multimedia traffic service process with lognormal distribution of time between successive packets and exponential distribution of service time. It is shown that the universal mathematical expression obtained earlier for mass service systems with other distributions of multimedia traffic is suitable for approximation with sufficient accuracy at certain changes of parameters.

Keywords: multimedia traffic, lognormal distribution, simulation modelling, mass service systems, approximation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для оценки качества обслуживания мультимедийного трафика, обладающего свойствами самоподобия, часто используются модели входного потока на основе распределений с так называемыми «длинными хвостами», в частности, распределений Парето, Вейбулла, логнормального и других [1-3], которые позволяют учитывать всплески случайных пачек пакетов из-за долговременных зависимостей с различными значениями параметра Хёрста $H \in [0.5, 1]$. Данные распределения имеют простой аналитический вид и, в отличие, например, от модели фрактального броуновского движения (*fractal Brownian moving - fbt*) [4], их достаточно просто реализовать при имитационном моделировании процессов обслуживания мультимедийного трафика в узлах коммутации (УК) мультисервисной сети [5-9]. Однако точные аналитические

модели, представляющие собой простые зависимости различных показателей качества обслуживания от параметров УК и входного самоподобного трафика с данными распределениями в настоящее время неизвестны. В то же время для расчета среднего времени ожидания в одноканальных системах массового обслуживания (СМО) $P/M/1$ и $W/M/1$ с экспоненциальным (M) распределением времени обслуживания и входным трафиком с распределениями Парето (P) и Вейбулла (W) существуют эмпирические приближенные зависимости, основанные на аппроксимации результатов имитационного моделирования различными формулами [10-13], а также формально точные зависимости [14-16], но в неявном виде сложных уравнений, позволяющих находить ответ лишь с помощью приближенных численных методов. В настоящей статье рассматривается способ получения аналитической зависимости среднего времени ожидания от нагрузки в СМО $L/M/1$ с входным трафиком, имеющим логнормальное распределение (L), основанный на аппроксимации статистических зависимостей формулой, используемой для расчета среднего времени ожидания в СМО типа $f\!bm/M/1$, по аналогии с подобным способом, предложенным для расчета характеристик СМО $P/M/1$ в [12] и $W/M/1$ в [13].

2. ОПИСАНИЕ СПОСОБА АППРОКСИМАЦИИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Для условий поступления на вход устройств коммутации мультимедийного самоподобного трафика наиболее известной является формула расчета средней длины очереди, полученная Норросом [4] на основе представления самоподобного трафика моделью фрактального броуновского движения $f\!bm$. Различные варианты интерпретации данной формулы с пересчетом к различным показателям своевременности для СМО $f\!bm/M/1$ и $f\!bm/D/1$ с экспоненциальным (M) и детерминированным (D) временем обслуживания приведены в [1,2,7,10]. Обобщенная формула для расчета относительного среднего времени ожидания $q(\rho, H)$ в зависимости от нагрузки $\rho = \lambda/\mu$, где λ – интенсивность входного трафика, μ – интенсивность обслуживания, и параметра Хёрста H для указанных типов СМО может быть представлена в виде:

$$q(\rho, H) = \frac{c \cdot \rho^{\frac{1}{2(1-H)}}}{(1-\rho)^{\frac{H}{(1-H)}}}, \quad (1)$$

где c – дополнительный параметр, который принимает значение $c=1$ для $f\!bm/M/1$ и $c=0,5$ для $f\!bm/D/1$.

В случае, когда $H=0,5$ (т.е. при отсутствии свойства самоподобия у входного трафика), формула (1) превращается в известную формулу для СМО $M/M/1$ и $M/D/1$ с входным пуассоновским трафиком с экспоненциальным (M) распределением времени между очередными пакетами:

$$q(\rho, H) = \frac{c \cdot \rho}{1-\rho}, \quad (2)$$

Модель самоподобного трафика на основе $f\!bm$ является идеализированной. На практике чаще встречается самоподобный трафик, который описывается, как отмечено выше, распределениями с так называемыми «длинными хвостами», к которым относятся, в частности, распределение Парето, Вейбулла и логнормальное. Но для соответствующих моделей СМО типа $P/M/1$, $W/M/1$ и $L/M/1$ неизвестны точные аналитические зависимости $q(\rho, H)$. Эти зависимости (точнее их оценки $\hat{q}(\rho, H)$) несложно получить с достаточной точностью с помощью имитационного статистического моделирования процесса функционирования таких СМО [5-9], но для этих расчетов при необходимости высокой точности результатов требуются большие

вычислительные затраты. При этом существенно затрудняется решение обратных задач обоснования допустимой нагрузки или требуемой пропускной способности при заданной допустимой задержке.

В некоторых источниках [10-13] приводятся результаты аппроксимации статистических характеристик процесса обслуживания мультимедийного трафика на основе распределения Парето и Вейбулла в виде соответствующих аналитических зависимостей $q(\rho, H)$. Однако для случая, когда входной трафик описывается логнормальным распределением, подобные аналитические зависимости до настоящего времени не были получены.

В качестве основы аналитической аппроксимации характеристик СМО $P/M/1$ в [10] была использована формула Поллачека-Хинчина с двумя варьируемыми параметрами, а в [11] – экспоненциальная зависимость с тремя варьируемыми параметрами. В [12] и [13] в качестве основы аналитической аппроксимации характеристик СМО $P/M/1$ и $W/M/1$ было предложено использовать формулу (1), которая в отличии от [10] и [11] изначально отражает влияние специфических особенностей самоподобного трафика на величину q и охватывает весь диапазон возможных значений параметров ρ и H . В настоящей работе используется способ, предложенный в [12], для аппроксимации результатов имитационного моделирования СМО, но не $P/M/1$, или $W/M/1$ [13], а $L/M/1$.

Согласно способу, описанному в [12], в качестве аппроксимирующей функции необходимо использовать формулу (1), представленную в виде следующего обобщенного математического выражения с тремя варьируемыми параметрами a , b , c , зависящими от величины H :

$$q(\rho, H) \approx q_{\text{ап}}(\rho, a, b, c) = \frac{c \cdot \rho^a}{(1 - \rho)^b}. \quad (3)$$

Формула (3) полностью совпадает с (1) при $a = 1/[2(1 - H)]$ и $b = H/(1 - H)$.

Предлагаемый способ аппроксимации статистической зависимости $\hat{q}(\rho, H)$, полученной с помощью имитационного моделирования, фактически является вариантом интерполяции некоторой неизвестной (искомой) функции $q(\rho, H)$, в частности совпадающей с результатами расчета по формуле (3) в четырех заданных точках интерполяции $\{(0, 0), (q_1, \rho_1), (q_2, \rho_2), (q_3, \rho_3)\}$ (при заданном H), в расчете на то, что благодаря выбранному виду функции (3), она будет совпадать достаточно точно с неизвестной функцией $q(\rho, H)$, оценкой которой (для сравнения с (3)) является статистическая зависимость $\hat{q}(\rho, H)$, при любых других значениях $\rho \in [0, 1]$ при том же H . Заметим, что можно считать наличие совпадения значений (3) и неизвестной функции $q(\rho, H)$ асимптотически еще и в пятой точке $\rho \rightarrow 1$, в которой $q \rightarrow \infty$.

В точке $(0, 0)$ неизвестная функция $q(\rho, H)$ и функция (3) совпадают автоматически при любых значениях параметров a , b , c . Остальные три точки $(q_1, \rho_1), (q_2, \rho_2), (q_3, \rho_3)$ выбираются произвольно из области значений аргумента $0 < \rho < 1$ в наиболее характерных точках изгиба статистической зависимости $\hat{q}(\rho, H)$. На основании условия совпадения неизвестной функции $q(\rho, H)$ и функции (3) в данных точках можно составить систему трех нелинейных уравнений с тремя неизвестными a , b , c , решив которую можно определить эти параметры и затем использовать выражение

(3) для расчета относительного среднего времени ожидания q в СМО типа $W/M/1$ при любом значении нагрузки $\rho \in [0,1]$ и учтенном (при расчете a, b, c) параметре Хёрста H .

Благодаря удачному виду функции (3), систему трех нелинейных уравнений относительно искомых переменных a, b, c можно свести к системе линейных уравнений следующим образом.

Прологарифмируем обе части равенства (3), опустив обозначения аргументов функции слева:

$$\ln q = \ln \left(\frac{c \cdot \rho^a}{(1-\rho)^b} \right). \quad (4)$$

После очевидных алгебраических преобразований (4) получим:

$$a \cdot \ln \rho + b \cdot (-\ln(1-\rho)) + \ln c = \ln q. \quad (5)$$

Переобозначим искомые переменные:

$$x_1 = a, x_2 = b, x_3 = \ln c, \quad (6)$$

а также учтем заданные значения аргументов ρ и функции q в трех точках в следующих обозначениях постоянных параметров:

$$a_{i1} = \ln \rho_i, a_{i2} = -\ln(1-\rho_i), a_{i3} = 1, b_i = \ln q_i, i = \overline{1,3}. \quad (7)$$

В итоге из (5) получим систему трех линейных уравнений с тремя неизвестными:

$$x_1 a_{i1} + x_2 a_{i2} + x_3 a_{i3} = b_i, \quad i = \overline{1,3}. \quad (8)$$

Решив систему уравнений (8) найдем значения переменных (x_1, x_2, x_3) , а затем, используя обратное преобразование относительно (6), найдем искомые параметры:

$$a = x_1, b = x_2, c = \exp(x_3). \quad (9)$$

Так как для аппроксимации статистической зависимости $\hat{q}(\rho, H)$ описанным выше способом необходимы только три точки интерполяции, то при подготовке исходных данных с помощью имитационного моделирования не нужно тратить время на расчет значений данной функции $\hat{q}(\rho, H)$ во всем диапазоне изменения нагрузки ρ с каким-либо мелким шагом путем усреднения на каждом шаге очень большого (необходимого для обеспечения высокой точности) количества случайных результатов моделирования. Однако такой более полный расчет все же представляет интерес для наглядного графического отображения результатов имитационного и аналитического моделирования с целью их визуального и численного сравнения хотя бы в ограниченном диапазоне изменения нагрузки ρ при заданных значения параметра Хёрста H .

3. РЕЗУЛЬТАТЫ АППРОКСИМАЦИИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СМО $L/M/1$

Имитационное моделирование процесса обслуживания мультимедийного трафика на основе логнормального распределения может быть реализовано с помощью специальных программных средств, имеющих соответствующие генераторы псевдослучайных чисел с таким распределением. В то же время, поскольку необходимая для имитационного моделирования обратная зависимость от функции логнормального распределения имеет достаточно простой аналитический вид (таблица 1), то аналогичную имитационную модель несложно реализовать практически в любой программной среде, в которой есть генератор псевдослучайных чисел у с равномерным распределением $F(y) = y, y \in (0,1]$.

Таблица 1. Аналитические выражения, используемые при имитационном моделировании трафика с логнормальным распределением

Функция распределения $F(x)$	Обратная функция $F^{-1}(y)$	Зависимости параметров распределения a и k от параметров трафика λ и σ^2
$\Phi\left(\frac{\ln(x) - a}{k}\right)$	$x = \exp(k\Phi^{-1}(y) + a)$	$a = \ln\left(\frac{\frac{1}{\lambda}}{\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\left(\frac{1}{\lambda}\right)^2}}}\right)$ $k = \sqrt{\ln\left(1 + \frac{\sigma^2}{\left(\frac{1}{\lambda}\right)^2}\right)}$

$$\text{Примечание: } \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

В отличие от распределений Парето и Вейбулла, для которых известны математические выражения для пересчета значений параметра Хёрста H в значения двух параметров a и k этих распределений [5-7], для логнормального распределения такое выражение в известных публикациях найти не удалось. Однако, учитывая однозначное соответствие каждому из указанных распределений только двух параметров a и k , однозначно связанных с параметрами матожидания $1/\lambda$ и параметра Хёрста H для распределения Парето (дисперсия при $H \in [0.5, 1]$ не определена) или дисперсии σ^2 (зависящей от параметра Хёрста) для распределения Вейбулла, сделано предположение, что дисперсия логнормального распределения σ^2 зависит от параметра Хёрста H таким же образом, как дисперсия распределения Вейбулла:

$$\sigma^2 = \frac{1}{\lambda^2} \left\{ \frac{\Gamma\left(\frac{2-H}{1-H}\right)}{\left[\Gamma\left(\frac{3-2 \cdot H}{2-2 \cdot H}\right)\right]^2} + 1 \right\}, \quad (10)$$

Где $\Gamma(\cdot)$ – гамма функция.

При реализации описанного выше способа аппроксимации неясным является выбор трех конкретных точек интерполяции $\{(0,0), (q_1, \rho_1), (q_2, \rho_2), (q_3, \rho_3)\}$ (при каждом значении H). Можно показать, что при удачном выборе аппроксимирующей функции, достаточно точно совпадающей с некоторой неизвестной функцией $q(\rho, H)$, приближенной (но достаточно точной) оценкой которой является статистическая зависимость $\hat{q}(\rho, H)$, не имеет значения, какие именно точки интерполяции будут выбраны. Однако, из-за наличия всё-таки некоторого разброса результатов имитационного моделирования и отсутствия уверенности в действительно удачном выборе вида аппроксимирующей функции (3) выбор конкретных точек интерполяции в некоторой степени будет влиять на итоговые параметры a , b , c аппроксимирующей функции (3) и на точность её совпадения с $\hat{q}(\rho, H)$.

При выполнении расчетов коэффициентов аппроксимации было принято субъективное решение – выбирать точки интерполяции $\{\rho_1, \rho_2, \rho_3\}$ для каждого рассматриваемого значения H по краям (примерно на границе линейных участков) и в середине (примерно в середине нелинейного участка) графика зависимости $\hat{q}(\rho, H)$ в контролируемой области изменения значений нагрузки ρ , при которых расчетное время

ожидания превышает время обслуживания не более, чем в 25 раз, т.е. когда $0 < q(\rho, H) < 25$.

В таблице 2 приведены результаты расчета параметров a, b, c (коэффициентов аппроксимации) с помощью описанного выше способа сведения параметров трех точек интерполяции к системе трех линейных уравнений на основании результатов имитационного статистического моделирования СМО типа $W/M/1$ при девяти различных значениях параметра Хёрста H , следующих с равномерным шагом $\Delta H=0,05$ в диапазоне от $H=0,5$ до $H=0,9$.

На рисунке 1 показаны графики зависимости относительного времени ожидания q от нагрузки ρ при шести (из девяти приведенных в таблице 2) значениях $H \in \{0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,85; 0,9\}$ для СМО типа $L/M/1$, рассчитанные в диапазоне изменения $\rho \in [0,025; 0,95]$ с шагом $\Delta\rho=0,025$ путем имитационного моделирования (линии с кружочками в точках расчета), и по формуле (3) (сплошные линии) при соответствующих коэффициентах аппроксимации a, b, c (таблица 2). На том же рисунке для сравнения приведен рассчитанный по формуле (1) график зависимости относительного времени ожидания q от нагрузки ρ при $H_{fbm}=0,8$ для СМО типа $fbm/M/1$, который заметно отличается от рассчитанной аналогичной зависимости при том же значении параметра Хёрста для СМО типа $L/M/1$, как и для СМО $P/M/1$ [12] и $W/M/1$ [13], что свидетельствует о необходимости идентификации не только интенсивности трафика и его параметра самоподобия (или дисперсии) для более точного прогноза качества обслуживания, но и типа распределения.

Таблица 2. Результаты расчета коэффициентов аппроксимации

<i>H</i>	Параметр Херста								
	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85	0,9
Точки интерполяции									
ρ_1	0,55	0,5	0,5	0,45	0,4	0,35	0,3	0,15	0,05
ρ_2	0,85	0,8	0,8	0,75	0,7	0,65	0,6	0,5	0,25
ρ_3	0,95	0,95	0,95	0,95	0,9	0,9	0,85	0,75	0,5
q_1	1.02	0.91	1.06	1.02	1.02	1.10	1.31	0.99	0.95
q_2	5.39	4.18	4.79	4.20	4.02	4.24	5.11	6.12	5.21
q_3	18.69	20.83	24.05	28.92	17.0	23.76	23.17	22.95	19.63
Коэффициенты аппроксимации									
<i>a</i>	1,311	1,282	1,24	1,198	1,14	1,08	1,006	0,907	0,775
<i>b</i>	0,999	1,002	1,001	1,023	1,052	1,096	1,184	1,376	1,945
<i>c</i>	1,003	1,108	1,242	1,436	1,699	2,135	2,885	4,423	8,725

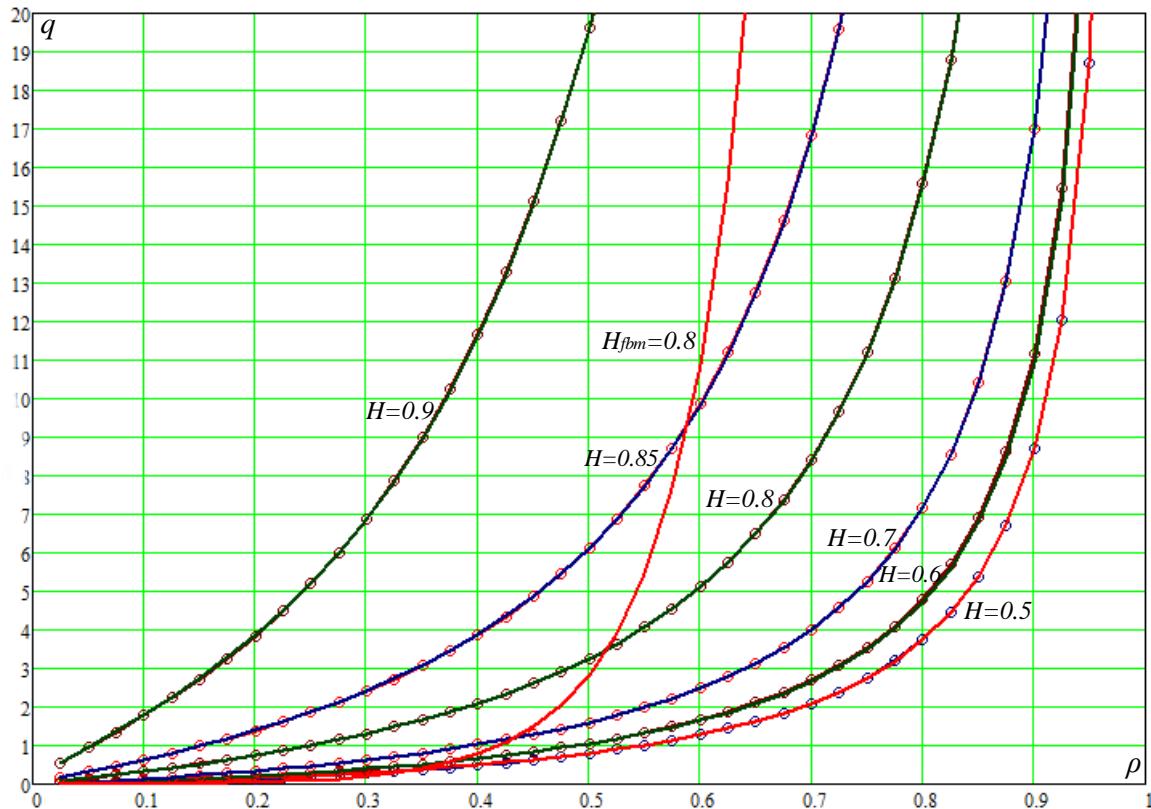


Рис. 1. Графики зависимости относительного времени ожидания q от нагрузки ρ при различных значениях параметра Хёрста H , полученные в результате имитационного моделирования и аналитических расчетов.

Визуально графики на рисунке 1, полученные с помощью имитационной и аналитической модели СМО $L/M/1$, практически не отличаются во всем диапазоне изменения нагрузки ρ и параметра Хёрста H , за исключением незначительных отклонений на отдельных участках нагрузки ρ между выбранными точками интерполяции, что связано скорее не с неточной аппроксимацией, а с неточными статистическими расчетами из-за большого разброса случайных результатов при таких исходных данных.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье описан способ аппроксимация графической (табличной) зависимости относительного среднего времени ожидания от нагрузки, полученной путем имитационного статистического моделирования процесса обслуживания мультимедийного трафика с логнормальным распределением времени между очередными пакетами и экспоненциальным распределением времени обслуживания. Показано, что для аппроксимации с достаточной точностью годится универсальное математическое выражение, полученное ранее для систем массового обслуживания с другими распределениями мультимедийного трафика (Парето и Вейбулла) на основе аналитического выражения, являющегося модификацией известной формулы расчета среднего времени ожидания в СМО типа $fbm/M/1$ путем введения в неё трех подбираемых коэффициентов аппроксимации. Приведены результаты расчета указанных коэффициентов аппроксимации с помощью рассмотренного способа путем описанного преобразования параметров трех точек интерполяции к системе трех линейных уравнений на основании результатов имитационного моделирования СМО

типа $L/M/1$ при различных значениях параметра Хёрста H , влияющего на дисперсию логнормального распределения мультимедийного трафика.

В ходе дальнейших исследований предполагается проведение анализа зависимостей рассчитанных значений коэффициентов аппроксимации a , b , c , приведенных в таблице 2, от соответствующих им значений параметра Хёрста H с целью получения аналитических выражений $a(H)$, $b(H)$, $c(H)$, подставив которые в (3) можно будет получить расчетную формулу $q_{\text{ап}}(\rho, H)$, по которой можно будет вычислять относительное время ожидания в СМО $L/M/1$ при любых значениях нагрузки ρ и параметра Хёрста H .

ЛИТЕРАТУРА

1. Шелухин О. И., Тенякшев А. М., Осин А. В. Фрактальные процессы в телекоммуникациях. М.: Радиотехника, 2003. – 480 с.
2. Крылов В. В., Самохвалов С. С. Теория телетрафика и её приложения. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 288 с.
3. Киреева Н. В., Чупахина Л. Р. Частный случай исследования параметров трафика сети для определения законов распределения времени передачи пакетов / Киреева Н. В., Чупахина Л. Р. // Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований, 2015, № 5. – С. 395-398.
4. Norros, I. On the use of fractional Brownian motion in the theory of connectionless networks / I. Norros // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 13: 1995, pp 953-962.
5. Ложковский А. Г., Вербанов О. В. Моделирование трафика мультисервисных пакетных сетей с оценкой его коэффициента самоподобности / Ложковский А. Г., Вербанов О. В. // Научные труды ОНAC им. А. С. Попова, 2014, № 1. С. 70-76.
6. Ушанев К. В. Имитационные модели системы массового обслуживания типа $Pa/M/1$, $H2/M/1$ и исследование на их основе качества обслуживания трафика со сложной структурой / Ушанев К. В. // Системы управления, связи и безопасности, 2015, № 4. С. 217-251.
7. Одоевский С. М., Хоборова В. П. Методы прогнозирования качества обслуживания самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети / Одоевский С. М., Хоборова В. П. // Труды учебных заведений связи, 2017, Т. 3, № 3. С. 86-92.
8. Бусыгин А. В., Кочешков А. К., Одоевский С. М. Особенности моделирования процесса обслуживания мультимедийного трафика на основе распределения Парето / Бусыгин А. В., Кочешков А. К., Одоевский С. М. // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2019). Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А. С. Попова. – Воронеж: ВГУ, 2019. С. 295-302.
9. Дайнеко Ж. В., Замула А. А., Кириченко Л. О., Радивилова Т. А. Об одном методе моделирования самоподобного стохастического процесса / Дайнеко Ж. В., Замула А. А., Кириченко Л. О., Радивилова Т. А. // Вестник Харьковского национального университета, 2010, № 890. С. 53-63.
10. Назаров А. Н., Сычев К. И. Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. Красноярск: Издательство ООО «Поликом», 2010. – 389 с.
11. Ушанев К. В., Макаренко С. И. Показатели своевременности обслуживания трафика в системе массового обслуживания $Pa/M/1$ на основе аппроксимации результатов

- моделирования / Ушанев К. В., Макаренко С. И. // Системы управления, связи и безопасности, 2016, № 1. С. 42-65.
12. Бусыгин А. В., Одоевский С. М. Аналитическая модель обслуживания мультимедийного трафика с распределением Парето на основе аппроксимации результатов имитационного моделирования / Бусыгин А. В., Одоевский С. М. // Системы управления, связи и безопасности, 2020, № 1. С. 74-108.
 13. Рафальская М. И. Аппроксимация статистических характеристик процесса обслуживания мультимедийного трафика на основе распределения Вейбулла / Рафальская М. И. // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2022). Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б. Я. Осипова. – Воронеж: ВГУ, 2022. С. 66-74.
 14. Рыжиков Ю. И., Алгоритмический подход к задачам массового обслуживания: монография. СПб.: ВКА им. А. Ф. Можайского, 2013. – 496 с.
 15. Блатов И. А., Карташевский В. Г., Киреева Н. В., Чупахина Л. Р. Решение уравнения Линдли спектральным методом для систем массового обслуживания общего вида / Блатов И. А., Карташевский В. Г., Киреева Н. В., Чупахина Л. Р. // Электросвязь, 2014, № 11. С. 48-50.
 16. Рыжиков Ю. И. Теория очередей и распределение Парето / Рыжиков Ю. И. // Труды ВКА им. Можайского, 2015, № 648. С. 28-43.

REFERENCES

1. Shelukhin O. I., Tenyakshev A.M., Osin A.V. Fractal processes in telecommunications. M.: Radio Engineering, 2003. – 480 p.
2. Krylov V. V., Samokhvalov S. S. Theory of teleraphy and its applications. St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2005. – 288 p.
3. Kireeva N. V., Chupakhina L. R. A special case of studying network traffic parameters to determine the laws of packet transmission time distribution / Kireeva N. V., Chupakhina L. R. // International Journal of Applied and Fundamental Research, 2015, No. 5. – pp. 395-398.
4. Norros, I. On the use of fractional Brownian motion in the theory of connectionless networks / I. Norros // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 13: 1995, Pp 953-962.
5. Lozhkovsky A. G., Verbanov O. V. Traffic modeling of multiservice packet networks with an assessment of its self-similarity coefficient / Lozhkovsky A. G., Verbanov O. V. // Scientific works of ONAS named after A. S. Popov, 2014, No. 1. pp. 70-76.
6. Ushanov K. V. Simulation models of a Pa/M/1, H2/M/1 type queuing system and a study based on them of the quality of traffic service with a complex structure / Ushanov K. V. // Control, communication and security systems, 2015, No. 4. pp. 217-251.
7. Odoevsky S. M., Khoborova V. P. Methods of forecasting the quality of service of self-similar traffic in switching devices of a multiservice network / Odoevsky S. M., Khoborova V. P. // Proceedings of educational institutions of communications, 2017, vol. 3, No. 3. pp. 86-92.
8. Busygina A. V., Kocheshkov A. K. S. Odoevsky. M. Features of modeling the process of servicing multimedia traffic based on Pareto distribution / Busygina A. V., Kocheshkov A. K. S. Odoevsky. M. // In the collection: radar, navigation, communication (rlnc*2019). Proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference dedicated to the 160th anniversary of the birth of A. S. Popov. - Voronezh: VSU, 2019. pp. 295-302.
9. Deineko Zh. V., Zamula A. A., Kirichenko L. O., Radivilova T. A. On one method of modeling a self-similar stochastic process / Deineko Zh. V., Zamula A. A., Kirichenko L.

- O., Radivilova T. A. // Bulletin of the Kharkiv National University, 2010, No. 890. pp. 53-63.
10. Nazarov A. N., Sychev K. I. Models and methods for calculating the quality indicators of the functioning of node equipment and structural network parameters of next-generation communication networks. Krasnoyarsk: Publishing house of Polikom LLC, 2010. – 389 p.
 11. Ushanov K. V., Makarenko S. I. Indicators of timely traffic maintenance in the Pa/M/1 queuing system based on approximation of modeling results / Ushanov K. V., Makarenko S. I. // Control, communications and security systems, 2016, No. 1. pp. 42-65.
 12. Busygin A.V., Odoevsky S. M. Analytical model of multimedia traffic service with Pareto distribution based on approximation of simulation results / Busygin A.V., Odoevsky S. M. // Control systems, communications and security, 2020, No. 1. pp. 74-108.
 13. Rafalskaya M. I. Approximation of statistical characteristics of the multimedia traffic service process based on the Weibull distribution / Rafalskaya M. I. // In the collection: Radar, navigation, communications (RLNC*2022). Proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B. Ya. Osipov. – Voronezh: VSU, 2022. pp. 66-74.
 14. Ryzhikov Yu. I., Algorithmic approach to queuing tasks: monograph. St. Petersburg: A. F. Mozhaisky VKA, 2013. – 496 p.
 15. Blatov I. A., Kartashevsky V. G., Kireeva N. V., Chupakhina L. R. Solution of the Lindley equation by the spectral method for general queuing systems / Blatov I. A., Kartashevsky V. G., Kireeva N. V., Chupakhina L. R. // Elektrosvyaz, 2014, No. 11. pp. 48-50.
 16. Ryzhikov Yu. I. Queue theory and Pareto distribution / Ryzhikov Yu. I. // Proceedings of the VKA. Mozhaiskiy, 2015, No. 648. pp. 28-43.

ВЛИЯНИЕ ИНТЕРВАЛА ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ КАНАЛА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ ММО

В.А. Цимбал, В.Е.トイскин, Н.В. Карпенко, Н.В. Киселев

Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН им. Петра Великого), Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. Рассматривается влияние интервала оценки коэффициентов передачи канала на помехоустойчивость приема сигналов в радиоканалах с технологией ММО. Показано, что канал ММО обладает большей чувствительностью к неточности определения коэффициентов передачи пространственных подканалов в сравнении с каналом MISO, а также, что увеличение кратности манипуляции приводит к увеличению влияния флюктуационных составляющих пространственных подканалов на помехоустойчивость приема.

Ключевые слова: радиоканал, помехоустойчивость, коэффициент передачи канала, вероятность битовой ошибки.

EFFECT OF CHANNEL TRANSMIT-DI COEFFICIENT ESTIMATION INTERVAL ON NOISE IMMUNITY OF RECEIVING SIGNALS IN MIMO RADIO CHANNELS

V.A. Tsimbal, V.E. Toiskin, N.V. Karpenko, N.V. Kiselev

Branch of the Military Academy of the Peter the Great RVSN (FVA RVSN named after Peter the Great), Serpukhov, Russian Federation

Abstract. The effect of the channel re-transmission coefficient estimation interval on the noise immunity of receiving signals in radio channels with MIMO technology is considered. It has been shown that the MIMO channel has a greater sensitivity to the inaccuracy of determining the transmission coefficients of spatial subchannels compared to the MISO channel, and also that an increase in the manipulation multiplicity leads to an increase in the effect of the fluctuation components of spatial subchannels on the interference immunity of reception.

Keywords: radio channel, noise immunity, canal transmission factor, bit error probability

1. ВВЕДЕНИЕ

Известные методы оценки коэффициента передачи канала, основанные на использовании тестовых сигналов, определяют значение интервала оценки путем последовательной корректировки и уточнения ранее полученных значений с учетом вновь принятых символов. При таком подходе, начальный интервал оценки выбирается минимальным (на каждый информационный символ передается один тестовый сигнал), что приводит к снижению скорости передачи. Для выбора оптимального значения интервала оценки необходимо определить влияние расхождения измеренных и реальных значений коэффициентов передачи на помехоустойчивость.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Пусть при передаче $(n-1)$ информационного символа изменения коэффициента

передачи пространственного подканала μ_i относительно последнего измерения изменились на некоторое значение $\mu_{i+(n-1)} = \mu_i + \xi_i$ (рисунок 1).

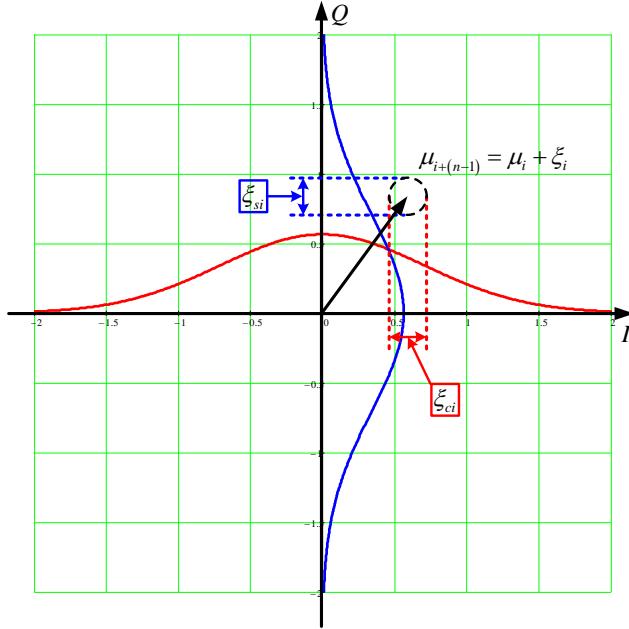


Рис. 1. Изменения коэффициента передачи пространственного подканала

В таком случае правила решения о принятых символах, полученные для замираний с нулевой скоростью, уже не будут являться оптимальными. Тем не менее, можно полагать, что эти правила решения останутся достаточно близкими к оптимальным. Поэтому предположим, что производится прием по правилу, определенному для замираний с нулевой скоростью, и осуществим приближенную оценку изменения вероятности ошибки, если учесть, что величина $\mu_{i+(n-1)}$ на интервале $(n-1)T_c$ в небольших пределах отличается от величины μ_i , измеренной по тестовым сигналам и применяемой в алгоритме приема.

Итак, пусть принимаемый элемент сигнала [1]:

$$z'(t_i) = \mu_c(t_i)z_r(t_i) + \mu_s(t_i)\tilde{z}_r(t_i) + \eta(t_i), \quad (1)$$

где $t_i = (n-1)T_c$; $z_r(t_i)$ - передававшийся элемент сигнала; $\mu_c(t)$ и $\mu_s(t)$ - медленно изменяющиеся функции, являющиеся реализациями двух сопряженных гауссовских процессов.

Обозначим средние значения $\mu_c(t_i)$ и $\mu_s(t_i)$ через $\overline{\mu}_c$ и $\overline{\mu}_s$ [1]:

$$\begin{cases} \overline{\mu}_c = \frac{1}{t_i} \int_0^{t_i} \mu_c(t) dt; \\ \overline{\mu}_s = \frac{1}{t_i} \int_0^{t_i} \mu_s(t) dt. \end{cases} \quad (2)$$

Так как $\overline{\mu}_c$ и $\overline{\mu}_s$ получены в результате линейной операции интегрирования гауссовских процессов, то они являются нормальными случайными величинами. Тогда обозначая t_1 момент передачи информационного сигнала после такта измерения коэффициента передачи канала с использованием тестового сигнала, их математические

ожидания и дисперсии определяются так:

$$\begin{cases} M[\overline{\mu_s}] = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \overline{\mu_s(t)} dt = 0; \\ M[\overline{\mu_c}] = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \overline{\mu_c(t)} dt = \mu_p. \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} D[\overline{\mu_s}] &= \frac{1}{T_c^2} \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} \overline{\mu_s(t_1) \mu_s(t_2)} dt_1 dt_2 = \\ &= \frac{1}{T_c^2} \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} \overline{\mu_s^2(t_1)} R(t_2 - t_1) dt_1 dt_2 \end{aligned} \quad (4)$$

Производя замену переменной и учитывая четность коэффициента корреляции $R(t)$, имеем [1]:

$$\begin{aligned} D[\overline{\mu_s}] &= \frac{\mu_\phi^2}{2T_c^2} \int_0^{T_c} \int_{-t_1}^{T_c-t_1} R(\tau) dt_1 d\tau = \\ &= \frac{\mu_\phi^2}{2T_c^2} \left[\int_0^{T_c} \int_0^{T_c-\tau} R(\tau) d\tau dt_1 + \int_{-T_c}^0 \int_{-t}^{T_c} R(\tau) d\tau dt_1 \right] = \\ &= \frac{\mu_\phi^2}{2T_c^2} \left[\int_0^{T_c} R(\tau)(T_c - \tau) d\tau + \int_{-T_c}^0 R(\tau)(T_c + \tau) d\tau \right] = \\ &= \frac{\mu_\phi^2}{T_c} \int_0^{T_c} \left(1 - \frac{\tau}{T_c} \right) R(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (5)$$

Аналогично [1]:

$$D[\overline{\mu_c}] = \frac{\mu_\phi^2}{T_c} \int_0^{T_c} \left(1 - \frac{\tau}{T_c} \right) R(\tau) d\tau \quad (6)$$

Отметим, что коэффициент взаимной корреляции $\overline{\mu_c}$ и $\overline{\mu_s}$ равен нулю.

Введем обозначения:

$$\begin{aligned} \Delta\xi_c(t) &= \mu_c(t) - \overline{\mu_c}; \\ \Delta\xi_s(t) &= \mu_s(t) - \overline{\mu_s}. \end{aligned} \quad (7)$$

Теперь принимаемый сигнал (1) при передаче $z_r(t)$ можно записать следующим образом:

$$z'(t) = \left\{ \mu_c(t) z_r(t) + \mu_s(t) \tilde{z}_r(t) \right\} + \left[\Delta\xi_c(t) z_r(t) + \Delta\xi_s(t) \tilde{z}_r(t) \right] + \eta(t), \quad (8)$$

и рассматривать его как сумму полезного сигнала, заключенного в фигурные скобки, где составляющие коэффициента передачи на интервале $0 < t < T_c$ являются известными и измеренными при последней передаче тестовых сигналов, помехи $\eta(t)$ и дополнительного члена, заключенного в квадратные скобки:

$$\delta_r(t) = \Delta\xi_c(t) z_r(t) + \Delta\xi_s(t) \tilde{z}_r(t),$$

и являющегося случайным процессом. В таком случае, составляющая $\delta_r(t)$ также

поступает на решающую схему и оказывает влияние на вероятность ошибки. Так как составляющая $\delta_r(t)$ статистически независима от полезного сигнала и может рассматриваться как случайный шум, то логично предположить, что дополнительный член добавляется к помехе.

Предположим, что составляющие коэффициента передачи $\bar{\mu}_c$ и $\bar{\mu}_s$ за время T_c не изменяются, а могут меняться только скачком в момент смены элемента. В таком случае остаются справедливыми все аналитические выражения для определения вероятности ошибки, полученные для случая точно известного коэффициента передачи. Необходимо только учесть, что энергия «полезного сигнала» уменьшилась на величину энергии процесса $\delta_r(t)$, которая добавилась к помехе.

Средняя мощность P'_c полезного сигнала в условиях наличия регулярной и флюктуационной составляющих равна [1]:

$$P'_c = P_c \frac{\mu_p^2 + L\mu_\phi^2}{\mu_p^2 + \mu_\phi^2} = P_c \frac{k^2 + L}{k^2 + 1} \quad (9)$$

где P_c - исходная мощность сигнала; k^2 - отношение мощностей регулярной и флюктуирующей составляющих; L - безразмерная величина, зависящая только от коэффициента корреляции замираний $R(\tau)$ и длительности элемента сигнала T_c и равная [1]:

$$L = \frac{2}{T_c} \int_0^{T_c} \left(1 - \frac{\tau}{T_c}\right) R(\tau) d\tau, \quad (10)$$

здесь τ - интервал времени с момента определения коэффициента передачи канала с использованием тестового сигнала.

При замираниях с нулевой скоростью на всем интервале передачи информационных сигналов можно полагать $R(\tau) = 1$. Тогда следует, что $L = 1$.

При ненулевой конечной скорости замираний уменьшение мощности полезного сигнала P_c происходит за счет флюктуирующей части коэффициента передачи, и, следовательно, коэффициент k^2 несколько увеличивается и становится равным:

$$k'^2 = \frac{\mu_p^2}{L\mu_\phi^2} \quad (11)$$

Для сохранения доли мощности, на которую осуществлено уменьшение мощности полезного сигнала P_c , необходимо учесть её в мощности помехи путем учета величины $P_c \frac{1-L}{k^2+1}$. Тогда спектральную плотность мощности помехи можно определить так [1]:

$$\begin{aligned} N'_0 &= N_0 + P_c \frac{1-L}{\Delta F_c (k^2+1)} = N_0 + \frac{2P_c T_c (1-L)}{B (k^2+1)} = \\ &= N_0 \left(1 + \frac{2h_0^2 (1-L)}{B (k^2+1)} \right), \end{aligned} \quad (12)$$

где ΔF_c условная полоса частот системы; $B = 2\Delta F_c T_c$ - её база.

Получим выражение для отношения сигнал/шум, учитывающее изменение коэффициента передачи канала:

$$\begin{aligned}
h_0'^2 &= \frac{P_c' T_c}{N'_0} = \frac{P_c T_c}{N_0} \frac{(k^2 + L)B}{(k^2 + 1) \left(B + \frac{2h_0^2(1-L)}{(k^2 + 1)} \right)} = \\
&= h_0^2 \frac{(k^2 + L)B}{(k^2 + 1)(B + 2h_0^2(1-L))}.
\end{aligned} \tag{13}$$

Частный случай выражения для рэлеевских замираний $k^2 = 0$ и узкополосных сигналов $B = 1$ имеет вид:

$$h_0'^2 = h_0^2 \frac{L}{1 + 2h_0^2(1-L)}. \tag{14}$$

Таким образом, в рамках принятых допущений, известные формулы, полученные для оценки вероятности ошибки при фиксированных значениях коэффициентов передачи (для замираний с нулевой скоростью) как в случае без разнесения антенн, так и с разнесением [1], при учете изменения коэффициента передачи изменяются путем замены k на k' и h_0^2 на $h_0'^2$.

При реализации системы MIMO совместно с пространственно-временным кодированием при рассмотрении ситуации с изменением значений коэффициентов передачи пространственных подканалов необходимо учитывать алгоритм обработки, реализуемый на приемной стороне.

В результате реализации известного [2] алгоритма с учетом изменения пространственных подканалов на примере двух передающих и одной приемной антенн и применении пространственно-временного кода Аламоуги, при изменении коэффициентов передачи канала с момента последнего измерения с использованием тестовых сигналов, представленным в виде:

$$\begin{aligned}
\mu'_1 &= \mu_1 + \Delta\mu_1; \\
\mu'_2 &= \mu_2 + \Delta\mu_2,
\end{aligned}$$

получим:

$$z_1 = \frac{\left[z_1(\Delta\mu_1 \bar{\mu}_1 + \bar{\Delta\mu}_2 \mu_2) + z_2(\Delta\mu_2 \bar{\mu}_1 - \bar{\Delta\mu}_1 \mu_2) \right] + \bar{\mu}_1 \eta_1 - \mu_2 \eta_2 - \bar{\mu}_1 y_1 + \mu_2 y_2}{\det \mathbf{M}}; \tag{15}$$

$$z_2 = \frac{\left[z_1(\Delta\mu_1 \bar{\mu}_2 - \bar{\Delta\mu}_2 \mu_1) + z_2(\Delta\mu_2 \bar{\mu}_2 + \bar{\Delta\mu}_1 \mu_1) \right] + \bar{\mu}_2 \eta_1 + \mu_1 \eta_2 - \bar{\mu}_2 y_1 - \mu_1 y_2}{\det \mathbf{M}}. \tag{16}$$

Из выражений (4) и (5) следует, что в результате применения алгоритма декодирования кода Аламоуги при наличии неизвестных случайных составляющих коэффициентов передачи пространственных подканалов образуется дополнительный член, который включает в себя одновременно случайные составляющие двух коэффициентов передачи, а также оба передаваемых символа и определенные значения коэффициентов передачи по тестовым сигналам. Это указывает на необходимость учета одновременно двух интервалов передачи сигнала T_c . Тогда усреднение каждого коэффициента передачи необходимо проводить на двойном интервале:

$$\begin{cases} \overline{\mu_c} = \frac{1}{2T_c} \int_0^{2T_c} \mu_c(t) dt; \\ \overline{\mu_s} = \frac{1}{2T_c} \int_0^{2T_c} \mu_s(t) dt. \end{cases} \quad (17)$$

Проводя в последующем аналогичные рассуждения и учитывая, что при реализации пространственно-временного кодирования мощность передачи делится между передающими антеннами (будем считать, что равномерно), учет изменения коэффициентов передачи пространственных подканалов можно осуществить так:

$$h_0'^2 \Big|_{MISO} = h_0^2 \frac{(k^2 + L)}{(k^2 + 1)(1 + 2h_0^2(1 - L))}, \quad (18)$$

для рэлеевских замираний:

$$h_0'^2 = h_0^2 \frac{L}{1 + 2h_0^2(1 - L)}, \quad (19)$$

где

$$L = \frac{1}{T_c} \int_0^{2T_c} \left(1 - \frac{\tau}{2T_c}\right) R(\tau) d\tau. \quad (20)$$

Для случая MIMO 2x2 и кода Аламоути несложно получить аналогичные выражения:

$$h_0'^2 \Big|_{MIMO} = h_0^2 \frac{(k^2 + L)}{(k^2 + 1)(1 + 4h_0^2(1 - L))}, \quad (21)$$

для рэлеевских замираний:

$$h_0'^2 = h_0^2 \frac{L}{1 + 4h_0^2(1 - L)} \quad (22)$$

где

$$L = \frac{1}{T_c} \int_0^{2T_c} \left(1 - \frac{\tau}{2T_c}\right) R(\tau) d\tau. \quad (23)$$

Таким образом, учет выражений (8), (9), (22) и (23) позволяет получить выражения для оценки вероятности ошибки в MIMO радиоканале с пространственно-временным кодированием Аламоути. Такие выражения для модуляции PSK, с учетом [3], имеют вид:

$$\begin{aligned} p_{\text{ош}}^{\text{cp}} &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2^N (N-1)!} \mathbf{M}_2^{N-1} \exp\left(-\frac{\mathbf{M}_2}{2}\right) \left[\frac{1}{2} \left(1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{4}{N} h_0^2 \mathbf{M}_2}\right)\right) \right] d\mathbf{M}_2 = \\ &= \frac{1}{2^{N+1} (N-1)!} \int_0^{\infty} \mathbf{M}_2^{N-1} \exp\left(-\frac{\mathbf{M}_2}{2}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{4}{N} h_0^2 \mathbf{M}_2}\right) d\mathbf{M}_2. \end{aligned}$$

- для канала MISO 2x1: $h_0^2 \frac{L}{1 + 2h_0^2(1 - L)}$

$$p_{\text{ош}}^{\text{cp}} = \frac{1}{8} \int_0^{\infty} \mathbf{M}_2 \exp\left(-\frac{\mathbf{M}_2}{2}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{2h_0^2 \mathbf{M}_2}\right) d\mathbf{M}_2. \quad (24)$$

где $\mathbf{M}_2 = (\mu_1 - \bar{\mu}_2)^2 + (\mu_2 + \bar{\mu}_1)^2$;

- для канала MIMO 2x2:

$$p_{\text{ош}}^{\text{ср}} = \frac{1}{192} \int_0^{\infty} \mathbf{M}_4^3 \exp\left(-\frac{\mathbf{M}_4}{2}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{h_0^2 \mathbf{M}_4}\right) d\mathbf{M}_4. \quad (25)$$

где $\mathbf{M}_4 = ((\mu_{11} + \mu_{12}) - (\bar{\mu}_{21} + \bar{\mu}_{22}))^2 + ((\mu_{21} + \mu_{22}) + (\bar{\mu}_{11} + \bar{\mu}_{12}))^2$.

Выражения (24) и (25) позволяют оценивать вероятность ошибки при простых видах манипуляции сигналов. Получение точных аналитических выражений для сложных видов манипуляции, а также в системах с большей кратностью разнесения и иными пространственно-временными кодами не представляется возможным по причине необходимости учета значительно большего количества факторов, что приводит к громоздкости промежуточных выражений. В связи с указанным, исследование помехоустойчивости целесообразно осуществлять с использованием имитационного моделирования.

Предположим, что интервал корреляции изменяется в пределах от 0 до 60 с – $\tau_k = 0 \dots 60$ с. Тогда изменение коэффициента L в зависимости интервала корреляции τ_k и при разных значениях интервала измерения канала $\tau_{\text{изм}}$ для случаев MISO 2x1 и MIMO 2x2 представлены на рисунках 2 и 3 соответственно.

Из представленных зависимостей следует, что коэффициента L при увеличении интервала оценки канала снижается в большей степени в канале MIMO, что отражает увеличение числа пространственных подканалов относительно канала MISO и, как следствие, увеличение совместного отрицательного влияния всех дополнительных членов, отражающих случайную и неизвестную составляющую коэффициентов передачи.

Для случая значения интервала корреляции $\tau_k = 20$ с, а интервала измерения $\tau_{\text{изм}} = 0,6$ с значение коэффициента $L = 0,97$. Изменение помехоустойчивости радиоканалов MISO и MIMO при передаче сигналов PSK-2, рассчитанное по выражениям (24) и (25), представлено на рисунке 4.

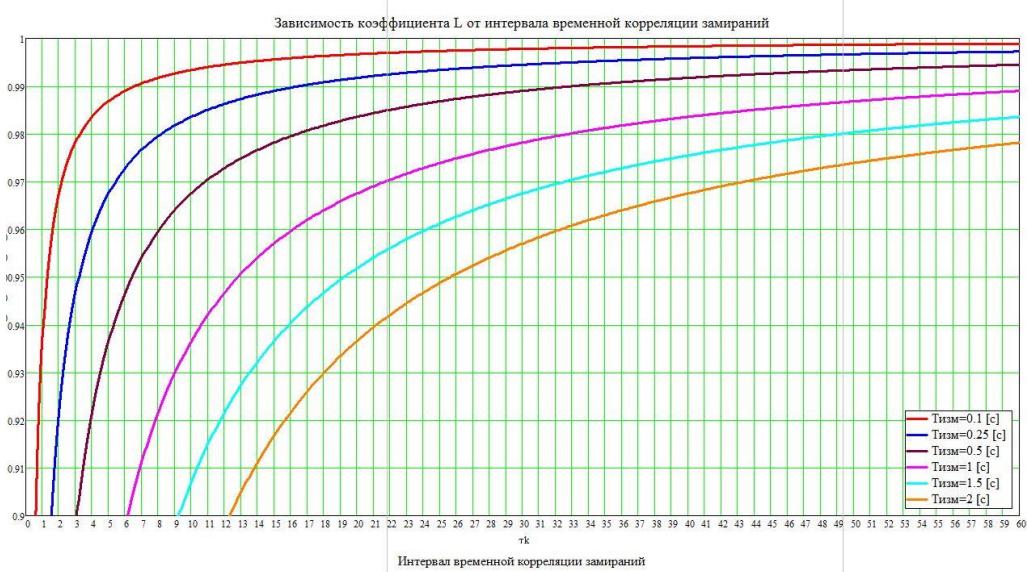


Рис. 2. Зависимость коэффициента L от интервала корреляции τ_k в канале MISO 2x1

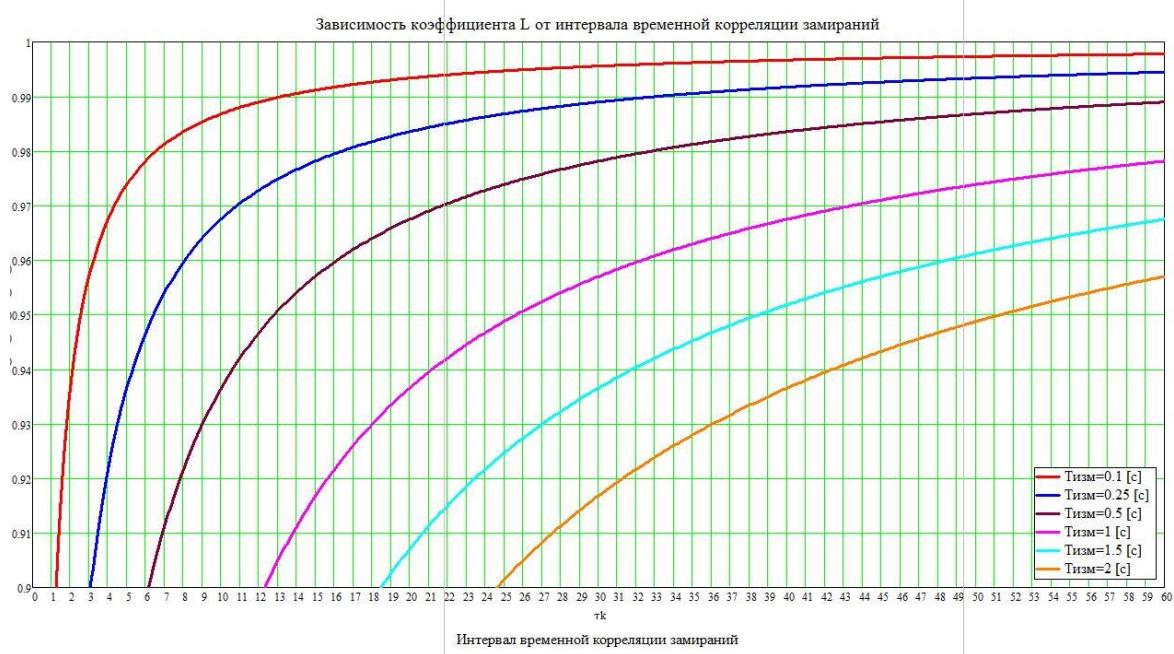


Рис. 3. Зависимость коэффициента L от интервала корреляции τ_k в канале MIMO 2x2

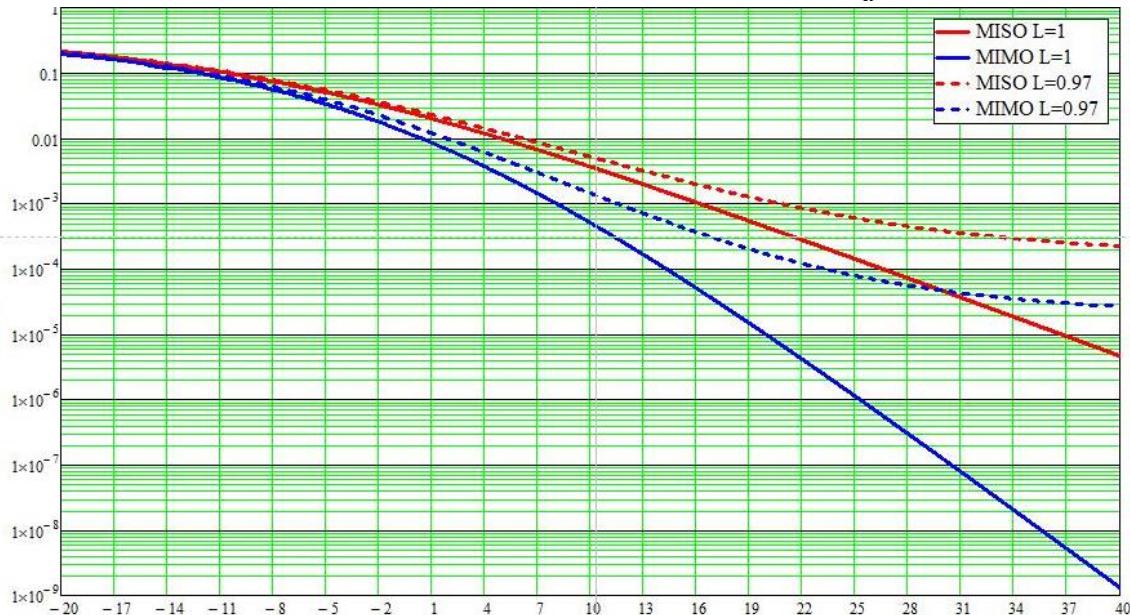


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки в каналах MISO (красные кривые) и MIMO (синие кривые) при известных коэффициентах передачи канала (сплошные кривые) и при наличии случайной составляющей ($L = 0,97$)

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные зависимости позволяют сделать следующие выводы:

- канал ММО обладает большей чувствительностью к неточности определения коэффициентов передачи пространственных подканалов в сравнении с каналом MISO;
- в канале ММО требуется установка меньшего интервала оценки канала в сравнении с каналом MISO при прочих равных условиях;
- увеличение кратности манипуляции приводит к увеличению влияния флюктуационных составляющих пространственных подканалов на помехоустойчивость приема;

- полученные зависимости $\tau_{\text{изм}} = \psi(h_0^2; \rho_c; \tau_k)$ позволяют осуществлять выбор интервала оценки коэффициентов передачи с учетом требований пользователей по допустимому отклонению вероятности ошибки $\Delta\rho_{\text{ош}}^{\text{доп}}$ при известном интервале временной корреляции замираний.

ЛИТЕРАТУРА

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио, 1970. – 728 с.
2. Шлома А.М. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / А.М. Шлома, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.П. Шумов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 344 с.
3. Тоискин, В. Е. Получение аналитического выражения для определения вероятности ошибки в радиоканале MISO с пространственно-временным кодом Аламоути [Текст] / В.А. Цимбал, В.Е. Тоискин // В сборнике: Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий ("РЭУС-ИТ 2023"). Доклады Всероссийской конференции, посвящённой "Дню радио". Москва, 2023. С. 190-195.

REFERENCES

1. Fink L.M. Theory of transmission of discrete messages. – M.: Soviet Radio, 1970. – 728 p.
2. Shloma A.M. New algorithms for the formation and processing of signals in mobile communication systems / A.M. Shloma, M.G. Bakulin, V.B. Kreindelin, A.P. Shumov. – M.: Hotline – Telecom, 2008. – 344 p.
3. Toiskin, V. E. Obtaining an analytical expression to determine the probability of an error in the MISO radio channel with the space-time code of Alamouti [Text] / V.A. Tsimbal, V.E. Toiskin // In the collection: Radio-electronic devices and systems for information and communication technologies ("REUS-IT 2023"). Reports of the All-Russian conference dedicated to the "Radio Day". Moscow, 2023. pp. 190-195.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО РАДИОКАНАЛУ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЗЛОУМЫШЛЕННИКА

Г.С. Мартюшев¹, Д.С. Махов¹, А.В. Шумбар¹

¹Краснодарское высшее военное училище (КВВУ), Краснодар, Россия

Аннотация. В работе проведен сравнительный анализ имитационных моделей систем передачи информации. Предложена имитационная модель, позволяющая учитывать воздействия противника с возможностью корректировки его параметров. Данная возможность обусловлена тем, что для моделирования используется пакет Simulink среды математического моделирования Matlab. Сравнительный анализ с существующими моделями показал преимущества предложенной модели перед известной с точки зрения повышения точности и адекватности. Возможность учета воздействия злоумышленника на радиоканал системы передачи информации в имитационной модели позволяет использовать ее для совершенствования средств и методов защиты информации.

Ключевые слова: имитационная модель; радиоканал; система передачи информации.

A SIMULATION MODEL OF A SYSTEM FOR TRANSMITTING INFORMATION OVER A RADIO CHANNEL, TAKING INTO ACCOUNT THE IMPACT OF AN ATTACKER

G.S. Martyushev¹, D.S. Mahov¹, A.V. Shumbar¹

¹Krasnodar higher military school (KHMS), Krasnodar, Russia

Abstract. The paper provides a comparative analysis of simulation information transmission system models. A simulation model is proposed that allows taking into account the effects of the enemy with the possibility of adjusting its parameters. This feature is due to the fact that the Simulink package of the Matlab mathematical modeling environment is used for modeling. A comparative analysis with existing models has shown the proposed model advantages over the known one in of increasing accuracy and adequacy. Taking into account the enemy impact possibility on the information transmission system radio channel in a simulation model allows it to be used to improve the information protection means and methods.

Keywords: paper simulation model; radio channel; information transmission system.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящей работе проведено исследование и анализа систем передачи данных по радиоканалу. В ней описывается разработка имитационных моделей систем передачи данных и актуальность проведения различных исследований и экспериментов над системой передачи информации, чтобы оценить их наиболее важные характеристики. Основными характеристиками моделей могут являться производительность, эффективность и надежность. Имитационное моделирование системы передачи информации позволяет глубоко рассмотреть различные параметры системы, такие как пропускная способность, надежность, помехоустойчивость, устойчивость и другие важные параметры. Также имитационное моделирование создает возможность для оптимизации уже существующих систем передачи информации, при помощи комбинации и настройки различных параметров.

Необходимо отметить, что развитие имитационного моделирования систем передачи информации, является одним из важнейших инструментов разработки эффективных систем передачи информации. Эффективные системы передачи информации представляет собой важнейший ресурс, влияющий на уровень информационной безопасности страны.

Разработка имитационной модели с целью ее эффективной модификации позволяет создать наиболее качественную систему передачи информации, что в свою очередь является одной из важнейших научно-технических задач [1].

В настоящее время данной тематике уделяется недостаточно внимания, имитационных моделей, обусловленных исследованию и анализу системы передачи информации очень мало, а систем передачи информации при воздействии на них постороннего вмешательства (влияния злоумышленника) практически нет.

2. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Разработанная имитационная модель системы передачи информации помогает провести анализ передачи данных и исследования ее эффективности, на основе рассмотрения ее основных характеристик. Данная модель разработана в среде имитационного моделирования Simulink пакета прикладных программ Matlab и представлена на рис.1.

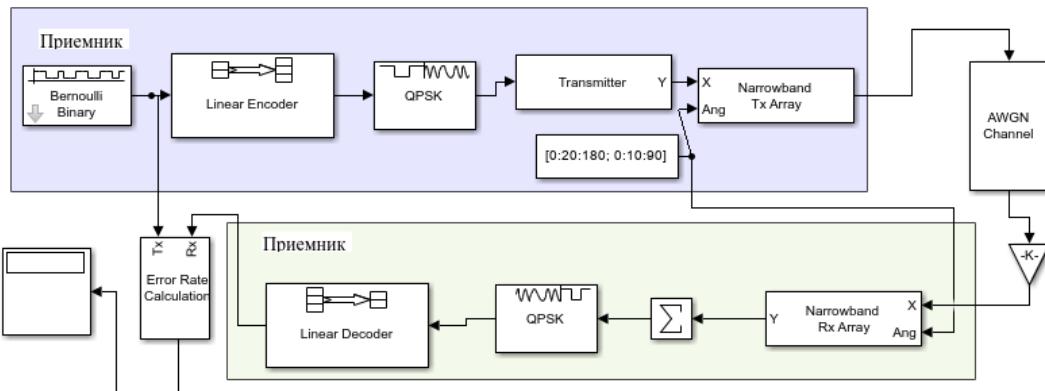


Рис. 1. Simulink - модель системы передачи информации.

В качестве источника сообщений применяется блок генератора двоичных чисел Бернулли, который формирует через заданные отрезки времени блоки двоичных чисел. Метод кодирования информации, получаемой от источника, двоичных чисел был выбран линейный код Хэмминга. Выбор модуляции был основан из расчета на максимальную эффективность при условии передачи данных на большие расстояния. Для обеспечения максимальной дальности связи необходимо использовать энергетически наиболее выгодные виды модуляции – такие как квадратурная фазовая модуляция (QPSK) [2]. Для передачи информации также используется блок передатчика, который усиливает и передает импульсы формы волны. Данные передаются через блок канала AWGN, который добавляет белый гауссовский шум к выходному сигналу.

Результатами моделирования данных систем является оценка качества помехоустойчивости, как одного из основных качеств системы передачи информации. В качестве критерия оценки качества использовалось отношение числа неверно принятых битов к полному числу переданных битов при помощи блока Error Rate Calculatior.

Также имитационные модели можно использовать для анализа различного вид кодирования. Так на рис.2 изображена имитационная модель канала управления в среде Matlab, при помощи которой можно рассмотреть подход к проведению исследования команд управления в интересах обеспечения помехозащищенности [3].

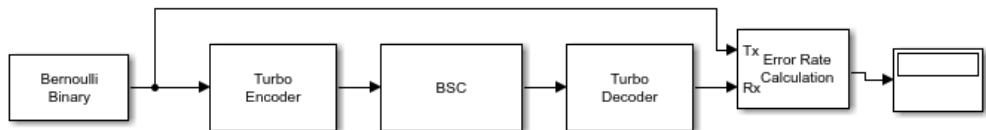


Рис. 2. Модель канала управления в среде Matlab.

Данная модель подходит для анализа передачи информации и работы линейного кодирования, а также проведения исследовательской работы и проведения экспериментов.

Имитационное моделирование может решить также и проблему сравнения различных систем передачи информации. Так объединив две модели в одну рис.3, можно провести сравнение с целью оценки эффективности систем передачи информации на основе их характеристик при помощи программного осциллографа, который отображает график зависимости отношения числа неверно принятых битов к полному числу переданных битов к времени за которое было проведено исследование рис.4.

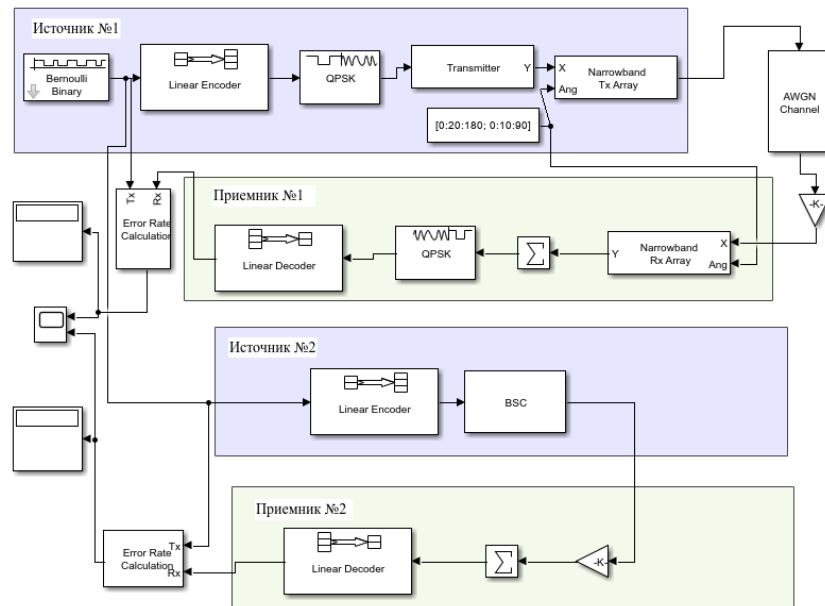


Рис. 3. Модель сравнения канала управления с моделью системы передачи информации в среде Matlab.

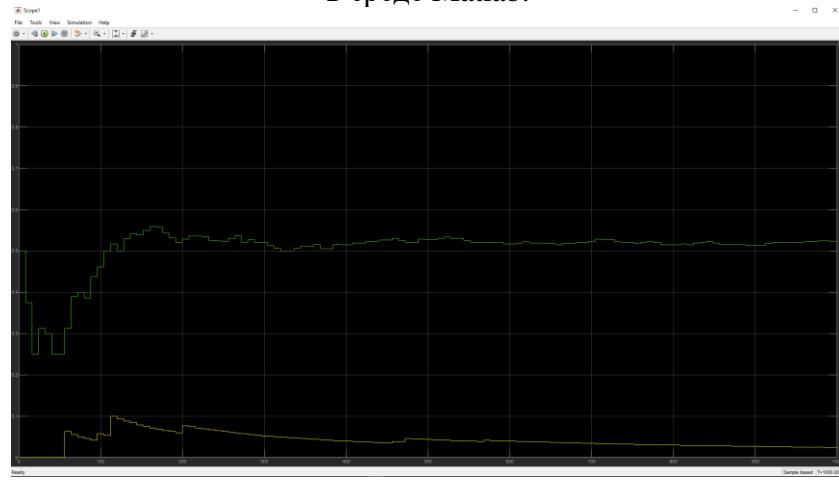


Рис. 4. Модель канала управления в среде Matlab.

3. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ УСЛОВИИ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЗЛОУМЫШЛЕННИКА

Имитационное моделирование с целью исследования воздействия на систему передачи данных имеет огромное значение с точки зрения повышения информационной безопасности. Модели, разработанные с данной целью, служат для глубокого изучения влияния на информационно-технические характеристики систем передачи данных при воздействии на них сторонних информационных систем. Они позволяют проследить в условиях реального времени изменение характеристик и эффективности систем передачи информации. Развитие данных имитационных систем напрямую может влиять на развитие систем передачи информации, т.к. оно определяет недостатки системы с точки зрения помехозащищенности и устойчивости системы.

Развивая имеющиеся модели, была создана имитационная модель сравнения рассматриваемых информационных систем передачи информации при условии воздействия злоумышленника рис.5.

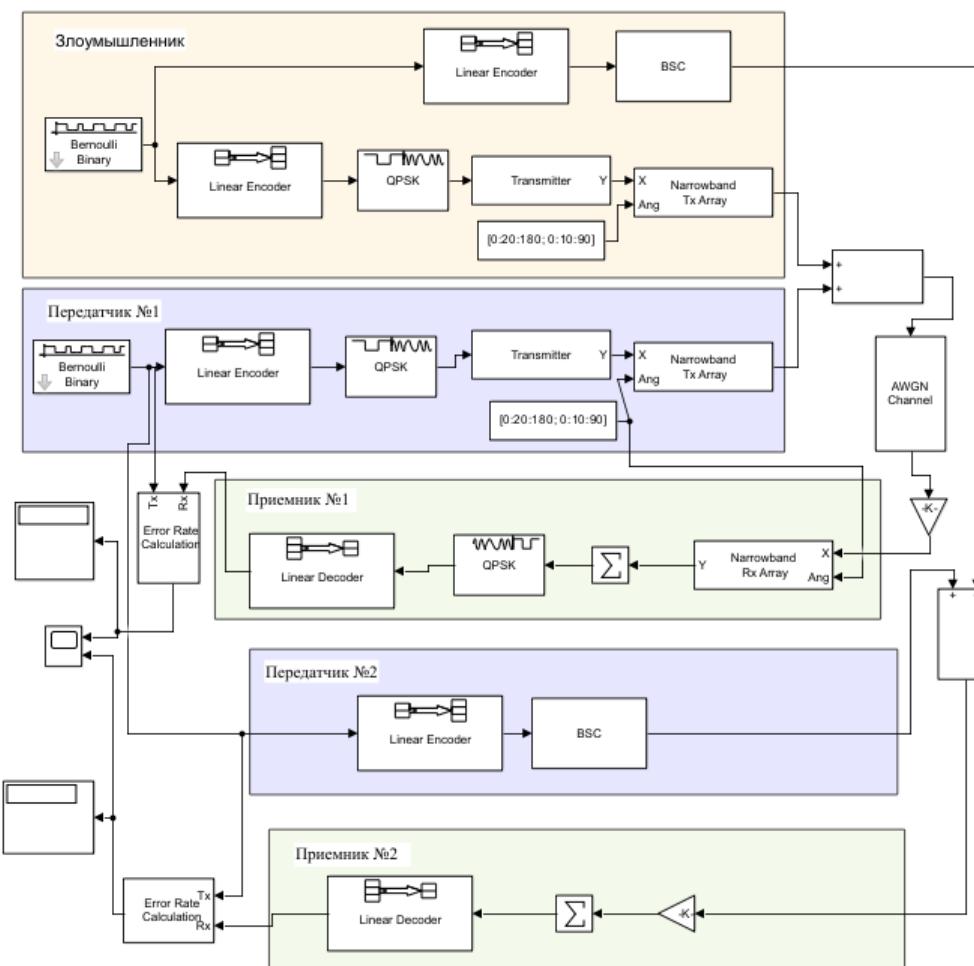


Рис. 3. Модель сравнения канала управления с моделью системы передачи информации при условии воздействия злоумышленника в среде Matlab.

Данная система предусматривает сравнение и проведение исследований по устойчивости систем при воздействии на них сторонних систем. Позволяет провести сравнительный анализ систем и определить их эффективность как отдельно каждой, так и в сравнении друг с другом.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработка имитационных моделей системы передачи информации в современных условиях развития телекоммуникационных условий является важнейшим инструментом. Данные модели используются для повышения точности и степени наглядности оценивания информационных параметров при передаче данных.

Разработка эффективной системы управления передачей информации представляет собой актуальную научно-техническую задачу. Решение задачи разработки эффективной системы передачи информации позволяет снизить требования к пропускной способности каналов связи, повысить помехозащищенность и устойчивость системы, а также повысить безопасность для передачи информации при различных условиях передачи.

Имитационные модели могут быть использованы для разработки сложных имитационных моделей, включающих в себя несколько систем передачи информации, которые в последующем можно сравнить. Проведение аналитической работы на основе полученных данных может служить для разработки наиболее эффективной и устойчивой системы передачи информации.

Необходимо отметить, что в целях повышения информационной безопасности передаваемых данных, могут использоваться системы передачи информации с моделями воздействия злоумышленника на систему. Данные модели служат для детального изучения влияния на систему передачи данных сторонних систем и разработки эффективных методов противодействия таким воздействиям.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кочетова И.В., Левенец А.В. Имитационное моделирование системы передачи данных с адаптивным выбором помехоустойчивого кода по оценке состояния канала связи. // Журнал, 2020, № 4(66). - С. 17-24.
2. Полынкин, А. В. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами / А. В. Полынкин, Х. Т. Ле // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2013. – Вып. 7. – ч. 2. – С. 98-106.
3. Галиев С.Ф. Горбуков Н.Д. Модель канала управления беспилотного летательного аппарата для исследования декодера турбокодов. // Материалы XXIII Международной научно-практической конференции им. Э.К. Алгазинова. 2023. – С. 170-174

REFERENCES

1. Kochetova I.V., Levenets A.V. Simulation of a data transmission system with adaptive selection of a noise-resistant code for assessing the state of a communication channel. // Magazine, 2020, № 4(66). - Pp. 17-24.
2. Polynkin, A.V. Investigation of the characteristics of the radio communication channel with unmanned aerial vehicles / A.V. Polynkin, H. T. Le // Izvestiya TulSU. Technical sciences. – 2013. – Issue 7. – part 2. – pp. 98-106.
3. Galiev S.F. Gorbukov N.D. A model of the control channel of an unmanned aerial vehicle for the study of a turbo code decoder. // Proceedings of the XXIII International Scientific and Practical Conference named after E.K. Algazinov. 2023. – C. 170-174

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ФНЧ ПЕРЕДАТЧИКА РЕЧИ НА БИТОВУЮ ОШИБКУ ПРИЕМА И ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ

А. С. Марков

ФГБОУ ВО «НИУ МИЭТ», Зеленоград, Россия

Аннотация. В данной статье рассматривается работа передатчика речи, оснащенного фильтром нижних частот с разной полосой пропускания. Расчетная модель рассматривается в программе SystemVue. Результаты моделирования показывают, как выбор полосы пропускания влияет на битовую ошибку приема и эквивалентное отношение сигнал/шум при разных видах модуляции. Также определено оптимальное значение полосы пропускания фильтра нижних частот.

Ключевые слова: МИЭТ, SystemVue, битовая ошибка приема, КИХ-фильтр, BER, SNR, QPSK, 16-PSK, 32-QAM.

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF THE LOW-PASS BANDWIDTH OF A SPEECH TRANSMITTER ON THE BIT ERROR OF RECEPTION AND THE EQUIVALENT SIGNAL-TO-NOISE RATIO

A.S. Markov

NRU MIET, Zelenograd, Russia

Abstract. This article discusses the operation of a speech transmitter equipped with a low-pass filter with different bandwidth. The calculation model is considered in the SystemVue program. The simulation results show how the choice of bandwidth affects the bit error of reception and the equivalent signal-to-noise ratio for different types of modulation. The optimal value of the low-pass filter bandwidth has also been determined.

Keywords: MIET, SystemVue, bit error of reception, FIR filter, BER, SNR, QPSK, 16-PSK, 32-QAM.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время общение при помощи речи является неотъемлемой частью жизни человека. Без него невозможно представить функционирование многих сервисов, включая те, которые обеспечивают нашу безопасность. Мобильная связь прочно вошла в нашу жизнь и стала основой, на которой строится иерархия наших отношений. Она присутствует во всех сферах промышленности и быта.

Передатчик речи предназначен для генерации, модуляции и усиления высокочастотного сигнала в рабочей полосе частот системы радиосвязи. Идеальный передатчик радиостанции программно-конфигурируемого радио выполняет полностью цифровое формирование и модуляцию высокочастотного сигнала непосредственно на несущей частоте, преобразование высокочастотного модулированного сигнала из цифрового представления в аналоговый сигнал и последующее усиление в усилителе мощности [1, с. 65].

Фильтр нижних частот (ФНЧ) на выходе модулятора выполняет функцию подавления в спектре аналогового высокочастотного сигнала паразитных частот преобразования модулятора.

Данная работа посвящена исследованию влияния полосы пропускания ФНЧ передатчика речи на битовую ошибку приема и эквивалентное отношение сигнал/шум

при фазовой модуляции Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), 16-PSK (Phase Shift Keying) и квадратурной амплитудной модуляции 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) в среде SystemVue 2020.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Критерием качества аналогового приемника является заданное соотношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника, которое гарантирует удовлетворительное качество воспроизведенной речи. Как правило, измерения проводятся для отношения сигнал/шум 12 dB (редко 20 dB). Предполагается, что при четырехкратном превышении эффективной амплитуды полезного сигнала над шумом качество приема удовлетворительное с точки зрения разборчивости и узнаваемости речи.

Для цифрового приемника критерием качества является допустимая величина битовых ошибок (Bit Error Rate), которая обеспечивает восстановление цифрового сообщения с заданной достоверностью. Величина функции BER зависит как от линейной части приемника, так и от цифровой части (детектора, тактовой и высокочастотной синхронизации) [2, с. 427].

Измерение максимальной чувствительности приемника производится в соответствие с блок-схемой, показанной на рисунке 1. Тестовый модулирующий сигнал поступает на высокочастотный генератор и измеритель битовых ошибок. Высокочастотный модулированный сигнал с несущей частотой, равной центральной частоте рабочего канала, поступает на вход приемника. Детектированный сигнал с выхода приемника поступает на измеритель битовых ошибок BER, который определяет относительное количество неправильно принятых бит путем сравнения с исходной тестовой последовательностью. Измеряется уровень высокочастотного сигнала на выходе генератора, при котором достигается граничное значение относительной величины ошибочно принятых бит информации BER; по стандарту ETS-300-113 битовая ошибка не должна превышать 1% [2, с. 428].

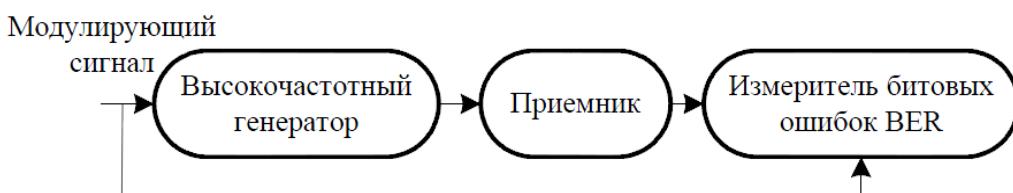


Рис. 1. Измерение максимальной чувствительности приемника

Искажения модулированного сигнала определяются величиной вектора ошибок модуляции EVM (Error Vector Magnitude). Квадрат модуля вектора ошибок модуляции есть численная оценка искажений модулированного сигнала и формально определяется следующим выражением:

$$EVM^2 = \frac{P_{evm}}{P_{ref}} = \frac{1}{SNR_{dist}}, \quad (1)$$

где P_{evm} – средняя мощности вектора ошибок; P_{ref} – средняя мощность ожидаемого идеального сигнала; SNR_{dist} – эквивалентное отношение сигнал/шум искажений модулированного сигнала, отн. ед.

Суммарное отношение сигнал/шум SNR , включающее белый шум усилителя и эквивалентный шум ошибок модуляции, определяется выражением [1, с. 110]:

$$SNR = \frac{1}{SNR_{noise}^{-1} + SNR_{dist}^{-1}}, \quad (2)$$

где SNR_{noise} – отношение сигнал/шум тепловой (отношение битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности белого шума), отн. ед.

В модели отсутствуют собственные шумы приемника, поэтому отношение сигнал/шум оценивается по эквивалентному отношению сигнал/шум искажений SNR_{dist} по формуле (2).

3. МОДЕЛЬ РАСЧЁТА ОШИБОК ЛИНЕЙНОЙ МОДУЛЯЦИИ В СРЕДЕ SYSTEMVUE

Расчетная модель представляет передатчик с линейной модуляцией сигналов. Качество работы передатчика определяет идеальный приемник, который измеряет битовую ошибку приема (BER) и эквивалентное отношение сигнал/шум искажений в модулированном сигнале (SNR_{dist}). Модель в среде SystemVue 2020 представлена на рисунке 2.

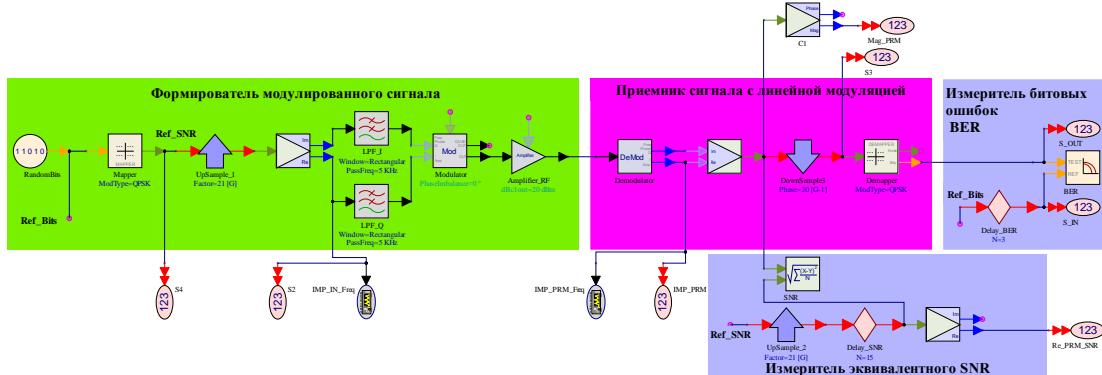


Рис. 2. Расчетная модель в SystemVue 2020

Модель включает четыре функциональных блока:

1. Формирователь модулированного сигнала. Передатчик, который формирует высокочастотный модулированный сигнал в соответствии с информационной цифровой последовательностью (тестовым сообщением) и параметрами модуляции. Информационная (тестовая) псевдослучайная бинарная последовательность длиной 1000 бит генерируется источником **RandomBits** с типовой скоростью передачи речевого сигнала $R = 10$ Кбит/с.

Компоненты **Mapper** и **UpSampler_1** совместно являются цифровым (программным) модулятором, который формирует идеальную комплексную огибающую (модулированный сигнал в baseband-диапазоне). В соответствии с типом модуляции компонент **Mapper** отображает значения $\log_2(M)$ последовательных битов цифрового сообщения на одно из M возможных значений комплексной огибающей $\dot{g}(kT_s)$ многоуровневого M -PSK или M -QAM сигнала на текущем символном интервале длительностью $T_s = \log_2\left(\frac{M}{R}\right)$. Элемент **UpSampler_1** определяет параметры представления идеальных квадратурных компонентов на текущем символном интервале как физически реализуемых многоуровневых сигналов с возвратом к «нулевому» значения сигнала (**RZ**) или без возврата к «нулевому» значения сигнала (**NRZ**) с

представления идеальных квадратурных компонентов на текущем символном интервале как физически реализуемых многоуровневых сигналов с возвратом к «нулевому» значением сигнала (**RZ**) или без возврата к «нулевому» значением сигнала (**NRZ**) с

прямоугольной формой импульса, количеством отсчетов на символном интервале **G** и единичными амплитудами импульсов.

Высокочастотные компоненты передатчика, реализуемые аппаратно, представлены квадратурным модулятором **Modulator** и нелинейным усилителем **Amplifier_RF**. Квадратурный модулятор преобразует спектр комплексной огибающей в высокочастотный диапазон.

2. Приемник сигнала с линейной модуляцией. В отсутствие собственных шумов приемника и сторонних мешающих сигналов, так как линейная часть идеального приемника высокочастотного сигнала с линейной модуляцией включает только демодулятор **Demodulator**, преобразующий спектр сигнала в низкочастотный диапазон (baseband-диапазон) и компонент **DownSample**, который выполняет символную синхронизацию. Он определяет относительное время $0 < \text{Phase} < G-1$ выборки максимального значения демодулированного сигнала на символном интервале длительностью **G**. Компонент **Demapper** фактически является детектором и выполняет функцию, обратную компоненту **Mapper** в передатчике. Он восстанавливает последовательность битов по величине комплексной огибающей на текущем символном интервале.

3. Измеритель битовой ошибки BER. Величина битовой ошибки приема определяется в компоненте **BER**, который сравнивает принятую и тестовую (сформированную в передатчике) битовую последовательность. Элемент задержки тестового сигнала **Delay_BER** обеспечивает синхронизацию по времени принятой и тестовой битовых последовательностей в соответствии с временем прохождения сигнала по передатчику и приемнику.

4. Измеритель эквивалентного отношения сигнал/шум искажений SNR. Определяет эквивалентное отношение сигнал/шум в искаженном модулированном сигнале сравнением исходной (идеальной) и искаженной (демодулированной) формы комплексной, огибающей модулированного сигнала на выходе передатчика. Элемент задержки тестового сигнала **Delay_SNR** обеспечивает синхронизацию по времени исходной и демодулированной комплексной огибающей в соответствии с временем прохождения сигнала по передатчику.

Объектом исследования в данной работе является полоса пропускания ФНЧ в модели называются **LPF**. Используются цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры). Они обладают хорошей гибкостью для управления формой их отклика на величину, а также нерекурсивны, в них отсутствует обратная связь, и они просты в реализации. Порядок фильтров выставлен по умолчанию SystemVue равным 30 этот параметр останется без изменения. В качестве оконной функции для подавления утечки спектра используем прямоугольное окно (Rectangular Window).

Прямоугольное окно — это функция, постоянная внутри интервала и нулевая в других местах, которая предоставляет информацию о каждой составляющей частоты в пределах диапазона, пример представлен на рисунке 3. Okno простого прямого усечения имеет функцию периодического $\text{Sinc}(x)$, которая имеет самую узкую ширину главного лепестка [3].

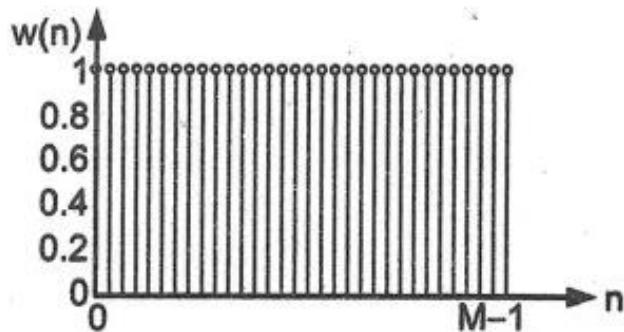


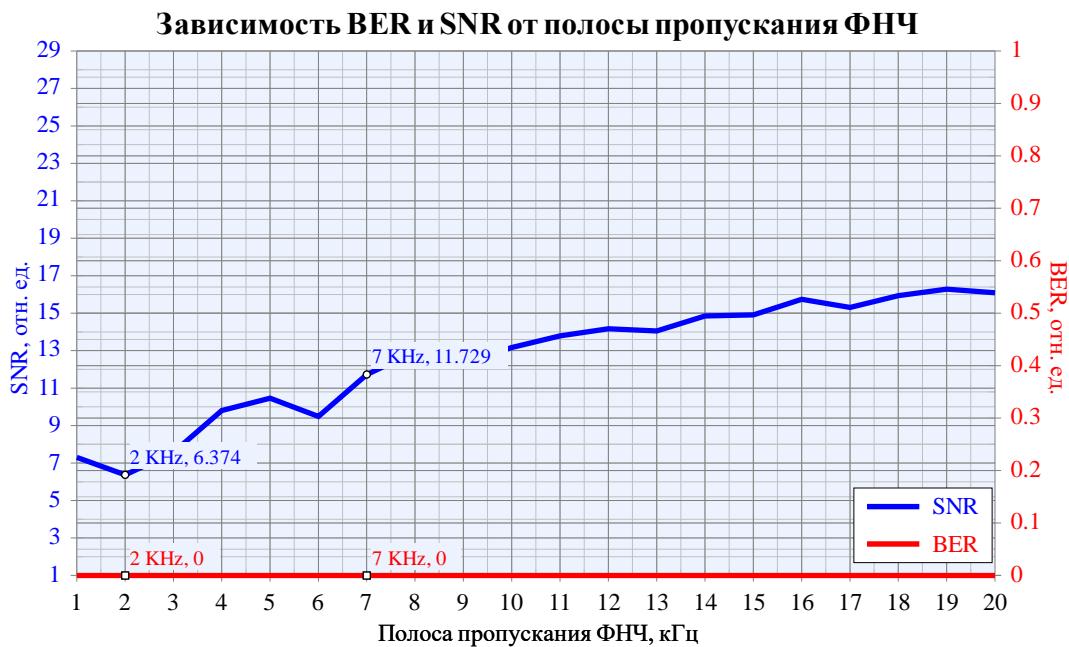
Рис. 3. Форма прямоугольного окна

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование выполнено с помощью параметрического расчета (Sweep) параметра полоса пропускания ФНЧ (Pass Freq) в диапазоне от 1 кГц до 20 кГц. Результаты расчёта приводятся в виде графика зависимости **BER** и **SNR** от полосы пропускания ФНЧ. В каждой рассмотренной модуляции в режиме однократного расчёта (Run Analyses) при полосе пропускания равной 2 кГц и 7 кГц приведены графики диаграмма фазовых состояний и спектр комплексной огибающей. Результаты моделирования при модуляции QPSK, 16-PSK, 32-QAM представлены ниже.

1. Результаты при фазовой модуляции Quadrature Phase Shift Keying (QPSK).

Результат параметрического расчета представлен на рисунке 3.

Рис. 3. Зависимость **BER** и **SNR** от полосы пропускания ФНЧ

Как видно из графика полоса пропускания ФНЧ не повлияла на значение битовой ошибки приема.

Результаты однократного расчёта представлены на рисунках 4-5.

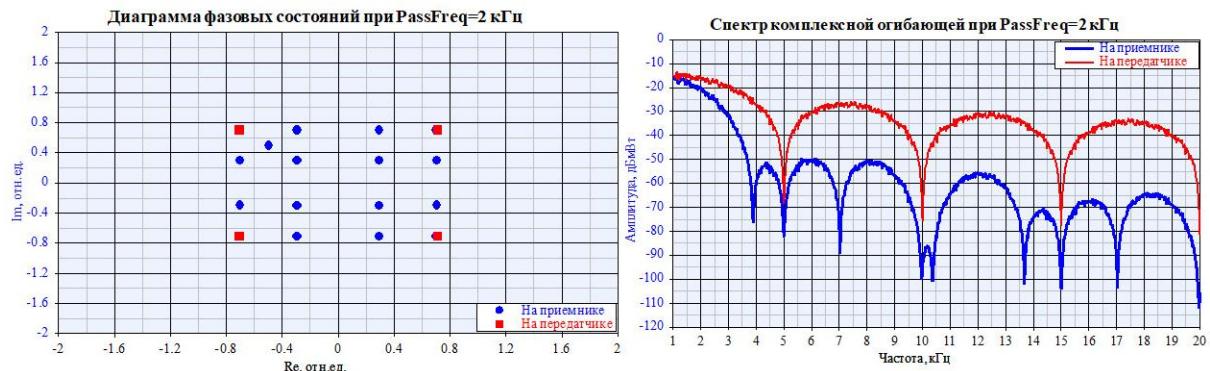


Рис. 4. Диаграмма фазовых состояний (слева) и спектр комплексной огибающей (справа) при PassFreq=2 кГц

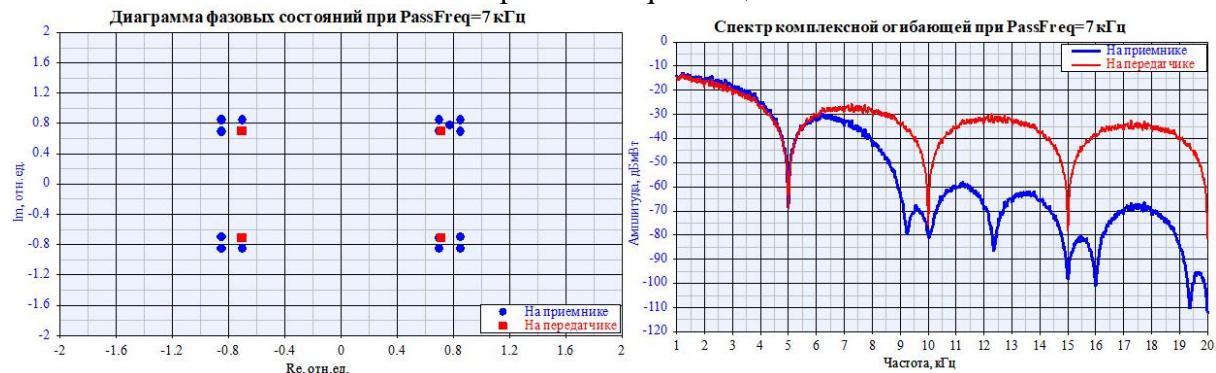


Рис. 5. Диаграмма фазовых состояний (слева) и спектр комплексной огибающей (справа) при PassFreq=7 кГц

Вывод: при фазовой модуляции QPSK увеличение полосы пропускания ФНЧ не повлияло на битовую ошибку приема (**BER**), а значение эквивалентного отношения сигнал/шум (**SNR**) увеличивается, так как «сохраняется» больше информации о сигнале.

2. Результаты при фазовой модуляции 16-PSK (Phase Shift Keying).

Результат параметрического расчета представлен на рисунке 6.



Рис. 6. Зависимость **BER** и **SNR** от полосы пропускания ФНЧ

Как видно из графика при полосе пропускания ФНЧ меньше 7 кГц возникает битовая ошибка приема.

Результаты однократного расчёта представлены на рисунках 7-8.

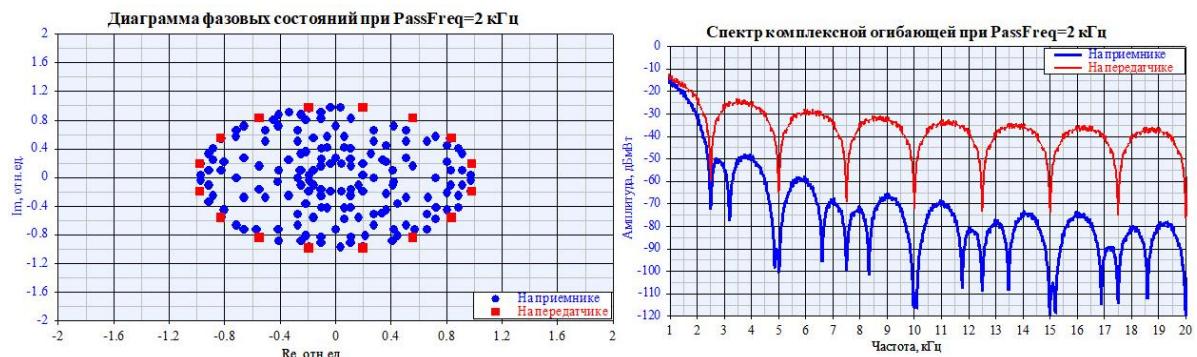


Рис. 7. Диаграмма фазовых состояний (слева) и спектр комплексной огибающей (справа) при PassFreq=2 кГц

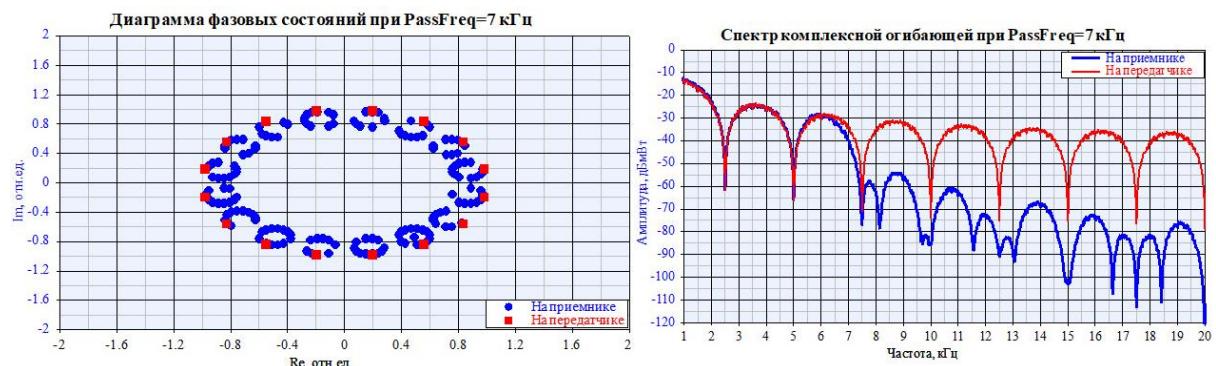


Рис. 8. Диаграмма фазовых состояний (слева) и спектр комплексной огибающей (справа) при PassFreq=7 кГц

Вывод: при фазовой модуляции 16-PSK увеличение полосы пропускания ФНЧ уменьшает битовую ошибку приема (**BER**), а значение эквивалентного отношения сигнал/шум (**SNR**) увеличивается, так как «сохраняется» больше информации о сигнале. Оптимальная полоса ФНЧ составляет 7 кГц.

3. Результаты при квадратурной амплитудной модуляции 32-QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

Результат параметрического расчета представлен на рисунке 9.



Рис. 9. Зависимость BER и SNR от полосы пропускания ФНЧ

Как видно из графика при полосе пропускания ФНЧ меньше 7 кГц возникает битовая ошибка приема.

Результаты однократного расчёта представлены на рисунках 10-11.

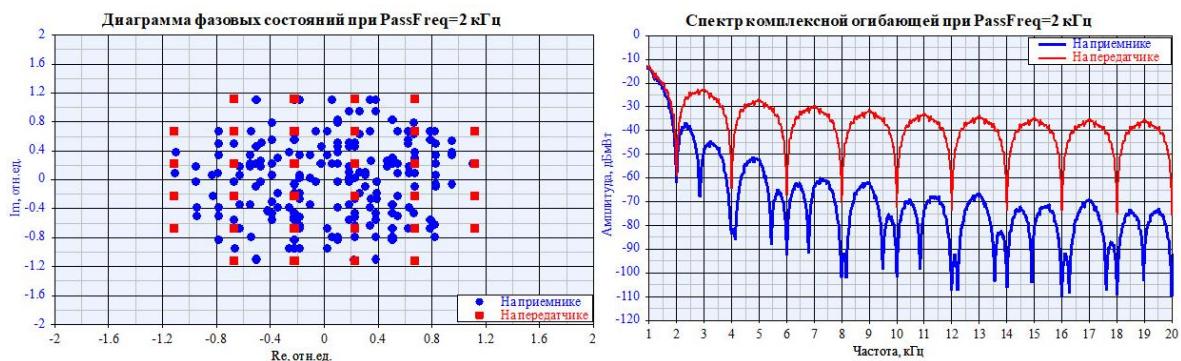


Рис. 10. Диаграмма фазовых состояний (слева) и спектр комплексной огибающей (справа) при PassFreq=2 кГц

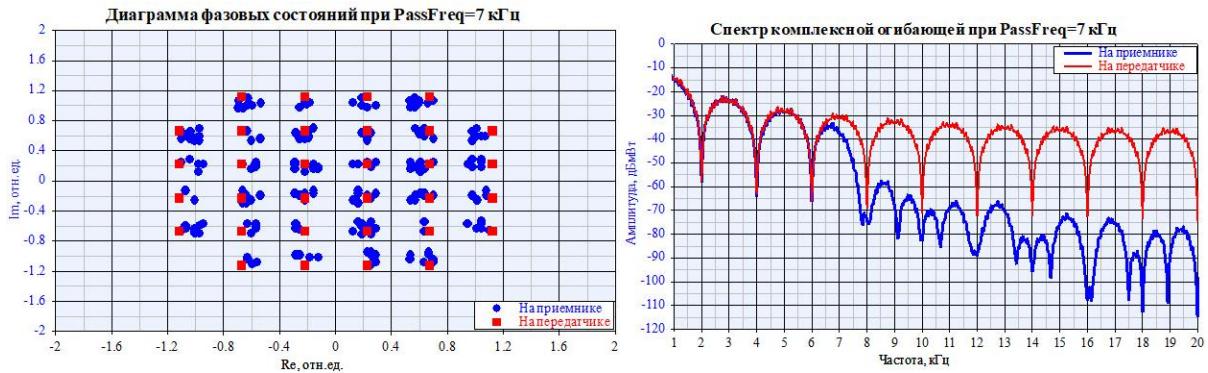


Рис. 11. Диаграмма фазовых состояний (слева) и спектр комплексной огибающей (справа) при $\text{PassFreq}=7 \text{ кГц}$

Вывод: при квадратурной амплитудной модуляции 16-QAM увеличение полосы пропускания ФНЧ уменьшает битовую ошибку приема (**BER**), а значение эквивалентного отношения сигнал/шум (**SNR**) увеличивается, так как «сохраняется» больше информации о сигнале. Оптимальная полоса ФНЧ составляет 7 кГц.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты зависимости битовой ошибки приема (**BER**) от полосы пропускания ФНЧ представим на одном графике, показанном на рисунке 12. При этом полосу ФНЧ рассмотрим до 7 кГц.

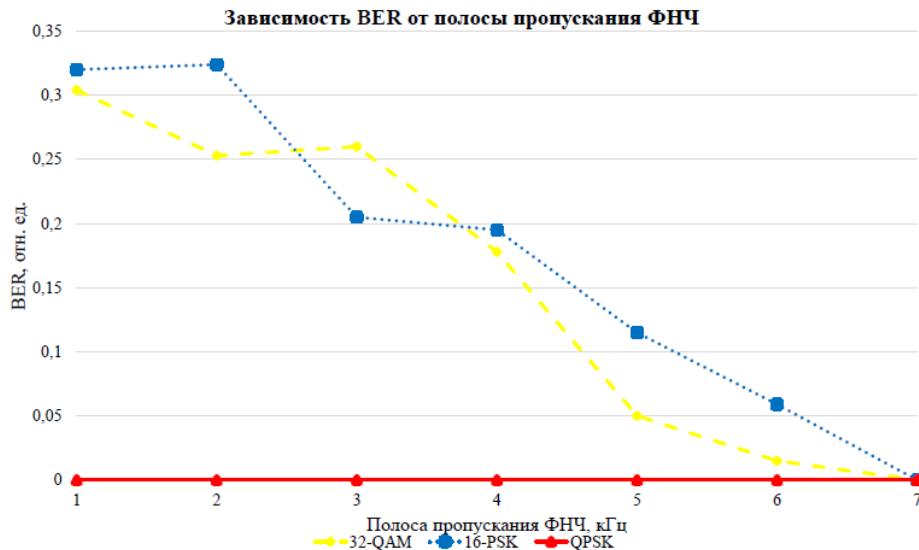


Рис. 12. Зависимость **BER** от полосы пропускания ФНЧ при трёх исследуемых модуляциях

В ходе проведенного исследования было установлено, что полоса пропускания фильтра низких частот (ФНЧ) передатчика речи оказывает влияние на битовую ошибку приема и эквивалентное отношение сигнал/шум. Наибольшему влиянию подвержены многоуровневые модуляции, в которых порядок модуляции (M) больше 4. В данной работе это 16-PSK и 32-QAM. Чтобы устранить этот эффект в передатчике речи со скоростью $R = 10 \text{ Кбит/с}$, достаточно использовать ФНЧ с полосой пропускания 7 кГц. Наилучшее эквивалентное отношение сигнал/шум было достигнуто при модуляции 32-QAM, так как это модуляция с большим порядком.

ЛИТЕРАТУРА

1. Галкин В.А. Приемо-передающие устройства для радиосетей передачи речи и данных. Учебное пособие для вузов. - 3-е, изд., перераб. и доп. изд. - М.: Горячая линия - Телеком, 2023. - 500 с.
2. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. - 3-е, изд., перераб. и доп. изд. - М.: Горячая линия - Телеком, 2023. - 518 с.
3. D. Jwo, W. Chang and I. Wu, "Windowing techniques, the welch method for improvement of power spectrum estimation," Computers, Materials & Continua, vol. 67, no.3, pp. 3983–4003, 2021.

REFERENCES

1. Galkin V.A. Receiving and transmitting devices for radio networks of speech and data transmission. Textbook for universities. - 3rd, ed., reprint. and additional ed. - M.: Hotline - Telecom, 2023. - 500 p.
2. Galkin V.A. Digital mobile radio communication. Textbook for universities. - 3rd, ed., reprint. and additional ed. - M.: Hotline - Telecom, 2023. - 518 p.
3. D. Jwo, W. Chang and I. Wu, "Windowing techniques, the welch method for improvement of power spectrum estimation," Computers, Materials & Continua, vol. 67, no.3, pp. 3983–4003, 2021.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕРМИНАЛОВ ОСНОД САМОЛЁТОВ ОПЕРАТИВНО-ТАКТИЧЕСКОЙ АВИАЦИИ ПРИ СОВМЕСТНОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ НЕСКОЛЬКИХ ГРУПП АБОНЕНТОВ В ОБЩЕЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров

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

Аннотация. В работе проведено исследование работы системы в децентрализованном режиме, помехоустойчивость терминалов объединенной системы связи, обмена данными, навигации и опознавания (ОСНОД). Построены зависимости, показывающие функционирование нескольких групп абонентов в общей полосе частот.

Ключевые слова: ОСНОД, частотный разнос, оценка помехоустойчивости, ошибка приема.

INVESTIGATION OF THE NOISE IMMUNITY OF THE TERMINALS OF THE OSNOD AIRCRAFT OF OPERATIONAL AND TACTICAL AVIATION WITH THE JOINT OPERATION OF SEVERAL GROUPS OF SUBSCRIBERS IN A COMMON FREQUENCY BAND

A. A. Mukhopadov, A. V. Nesterov

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The work examines the operation of the system in a decentralized mode, the noise immunity of terminals of the integrated communication system, data exchange, navigation and identification (OSNOD). Dependencies are constructed showing the functioning of several groups of subscribers in a common frequency band.

Keywords: OSNOD, frequency difference, noise immunity assessment, reception error.

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день требования к авиационным системам связи, навигации и опознавания, устанавливаемым на самолёты оперативно-тактической авиации, сильно возросли. Если ранее разработка данных систем велась независимо друг от друга, то теперь появилась необходимость создания таких систем, которые могут работать как единый комплекс, при этом терминалы этих систем должны устанавливаться на воздушные, морские и наземные объекты, участвующие в театре военных действий. К числу таких систем относится объединенная система связи, обмена данными, навигации и опознавания (ОСНОД). Она является самая помехозащищённой системой обмена данными в ВКС РФ и предназначена для обеспечения относительной навигации, автоматического опознавания, обмена речевой и телекодовой информацией.

Основные ТТХ приемо-передающих терминалов системы позволяют организовать информационную сеть в количестве не более 16 абонентов. Это приводит к тому, что при массированном применении авиационных частей и соединений на театре военных действий, организация единого информационного пространства предопределяет функционирование ОСНОД в децентрализованном режиме, когда все абоненты разбиваются на несколько групп абонентов, связанных между собой через узловые

такие же однотипные терминалы, выполняющие роль ретрансляторов, причем их боевые порядки могут пересекаться [1].

В каждой группе абонентов организация информационного обмена и связанные с ним процедуры временной синхронизации и частотного планирования приемо-передающих терминалов производятся автономно. Таким образом можно сказать, что при массированном применении авиации ОСНОД каждая группа абонентов работает со своими параметрами, и при этом используется общая полоса частот. Исходя из этих условий, повышается вероятность возникновения непреднамеренных помех между абонентами смежных сетей [2].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В связи с вышесказанным, необходимость оценки помехоустойчивости аппаратуры ОСНОД в условиях сложной электромагнитной обстановки является актуальной научно-практической задачей, которая в свою очередь требует разработки адекватной модели функционирования ОСНОД в условиях воздействия перекрестных непреднамеренных помех, описывающей условия взаимовлияния абонентов сети в децентрализованном режиме.

С учетом всего вышеизложенного, основные цели исследований и математическая постановка научных задач могут быть сформулированы в виде функционала (1).

Для определения помехоустойчивости терминалов ОСНОД при совместном функционировании нескольких групп абонентов системы в общей полосе частот в качестве основного показателя эффективности оценки помехоустойчивости предлагается использовать вероятность безошибочного приема информационных элементов (символов), которая является критерием оценки качества функционирования сетей передачи информации в целом. На практике, для удобства используют обратную величину – вероятность информационной ошибки на приеме $P_{\text{ош}}$, которая не должна превышать определенного порога P_E .

$$P_E > P_{\text{ош}} = H_{\text{ГР}} \left(H_{\text{д}} \left\{ S_{\text{оснод}(i)}(t), S_{\text{оснод}(j)}(t) \right\}, N \right) \quad (1)$$

где $H_{\text{д}}$ – функционал дуэльного взаимовлияния терминалов ОСНОД, $H_{\text{ГР}}$ – функционал группового взаимовлияния, $S_{\text{оснод}(i,j)}(t)$ – математическая модель сигнала системы i -го и j -го терминалов, $i, j = 1..N$, N – количество групп абонентов.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Чтобы оценить условия совместного функционирования нескольких групп абонентов ОСНОД в общей полосе частот рассмотрим возможную дуэльную ситуацию, когда происходит взаимовлияние двух абонентов из двух сетей передачи данных. Такую ситуацию можно охарактеризовать с помощью модели, приведённой на рисунке 1.

Данная модель отражает возможные ситуации перекрытия сигналов двух абонентов из разных сетей передачи данных, по времени, спектру, амплитуде, и учитывает условия взаимовлияния двух приемо-передающих модулей ОСНОД по основному и соседнему каналам приема. Эффект группового воздействия непреднамеренных помех на абонентские терминалы ОСНОД подразумевает, что каждый терминал ОСНОД из состава одной сети может быть задействован в нескольких дуэльных ситуациях.

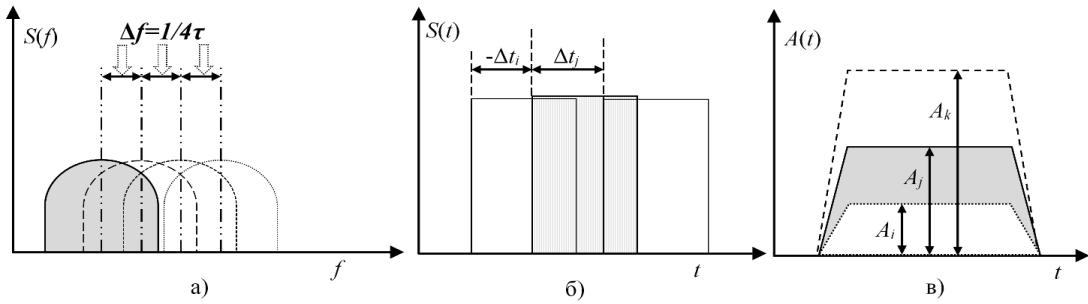


Рис. 1. Модель дуэльного взаимовлияния абонентов ОСНОД в условиях перекрытия сигналов по: а) частоте, б) времени, в) амплитуде

В этой связи для оценки качества функционирования ОСНОД в этих условиях разработаны:

- имитационная модель дуэльного взаимовлияния абонентов ОСНОД на совпадающих несущих частотах;

- аналитическая модель группового взаимовлияния множества радиосетей в общей полосе частот;

Для оценки помехоустойчивости терминалов ОСНОД при совместном функционировании нескольких групп абонентов системы в общей полосе частот в качестве основного показателя эффективности предлагается использовать вероятность информационной ошибки на приеме.

Определение усредненной вероятности ошибок в условиях дуэльного взаимовлияния $P_{\text{ОШ(Д)}}$ сводится [3] к расчёту математического ожидания частоты появления ошибок $V_{\text{ОШ(Д)}}$ в трехмерном пространстве случайных величин Δt , Δf_n и q :

$$P_{\text{ОШ(Д)}} = M \left[V_{\text{ОШ(Д)}} / M[\Delta f_n, \Delta t, q] \right] \quad (2)$$

где $V_{\text{ОШ(Д)}}$ – относительная частота ошибок Δt – взаимный временной сдвиг сигналов двух абонентов, $\Delta f_n = |f_i - f_j|$ – взаимный разнос несущих частот на каждом такте перестройки, q – взаимное отношение мощностей сигналов двух абонентов на входе одного радиоприемного устройства (РПУ).

Модель группового взаимовлияния зависит от количества организованных радиосетей N и характеризуется выражением:

$$P_{\text{ОШ(ГР)}} = \gamma_{N-1} (N-1) \cdot P_{\text{ОШ(Д)}} \quad (3)$$

где γ – поправочный коэффициент, учитывающий эффект группового воздействия непреднамеренных помех в множестве $N-1$ дуэльных ситуаций [2].

Выражения (2) и (3) позволяют оценить помехоустойчивость системы ОСНОД в децентрализованном режиме в зависимости от количества СПД N , и позволит определить факторы, влияющие на нее.

Структурная схема имитационной модели дуэльного взаимовлияния приведена на рисунке 2.

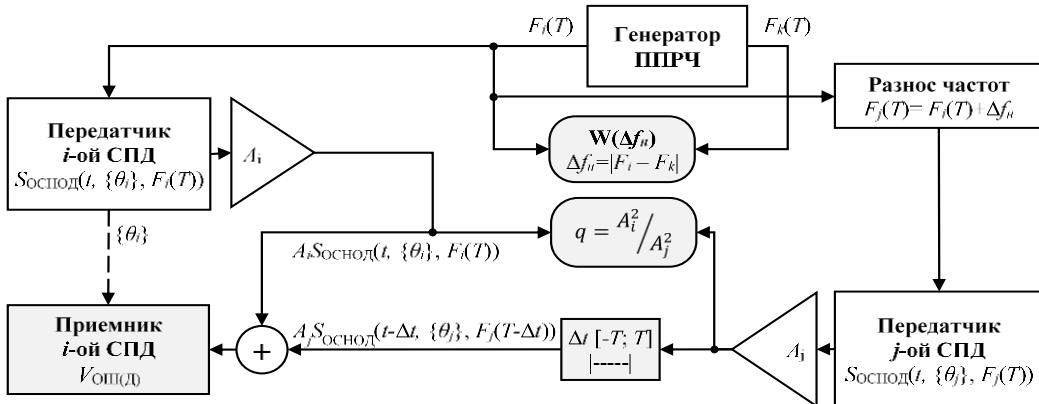


Рис. 2. Имитационная модель оценки вероятности ошибок на приеме в условиях дуэльного взаимовлияния

Она позволяет методом статистических испытаний провести оценку помехоустойчивости приёмо-передающих терминалов системы по показателю $P_{\text{Osh(D)}}$. Результаты отражены на рисунке 3.

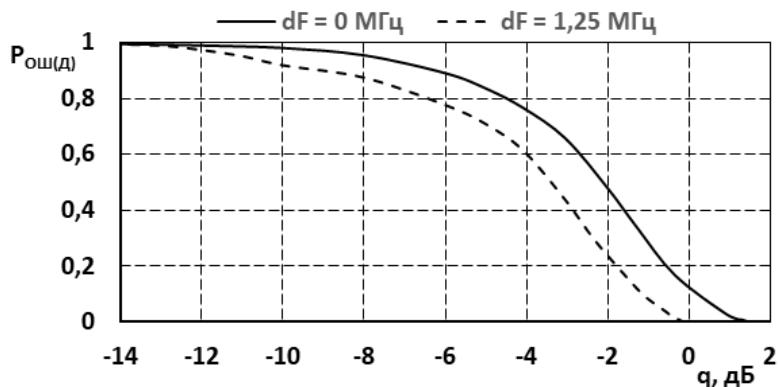


Рис. 3. Зависимости $P_{\text{Osh(D)}}$ при различных значениях частотного разноса

Установлено, что взаимовлияние абонентов при $\Delta f_n > 1,25$ МГц, т.е. больше одного дискретного шага установки частоты, отсутствует.

При выявлении среднестатистических значений $P_{\text{Osh(D)}}$ следует учитывать, что ситуации наложения сигналов двух сетей по времени и амплитуде (рисунки 1(б) и 1(в)) находятся в зависимости от взаимных наложений этих же сигналов по частоте (рисунок 1(а)). В этой связи, выражение (2) будет представлять из себя сумму условных вероятностей, характеризующих взаимовлияние при различных ситуациях, и преобразуется к виду:

$$P_{\text{Osh(D)}} = \sum_{i=0}^L \bar{P}_E \left(\frac{\Delta f_n = i \cdot 1,25}{M[\Delta t, q]} \right) \cdot P_f (\Delta f_n = i \cdot 1,25) \quad (4)$$

где \bar{P}_E – среднестатистическая информационная ошибка при частотном разносе между сетями равном Δf_n при условии среднестатистических значений математического ожидания Δt и q ; P_f – вероятность частотного разноса Δf_n . Также,

важным фактором является плотность размещения абонентов, которая зависит от размеров позиционного района $A \times A$ их взаимодействия.

Результаты статистической оценки Δf_H приведены на рисунке 4.

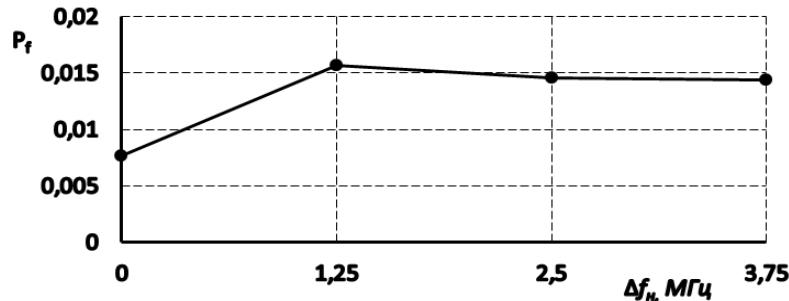


Рис. 4. Зависимости P_f при различных значениях частотного разноса Δf_H

Установлено, что величина Δt не оказывают существенного влияния на вероятности ошибок, поскольку ее среднестатистическое значение много меньше длительности информационной посылки (взаимное перекрытие сигналов превышает 95%). Значения q приведены на рисунке 5.

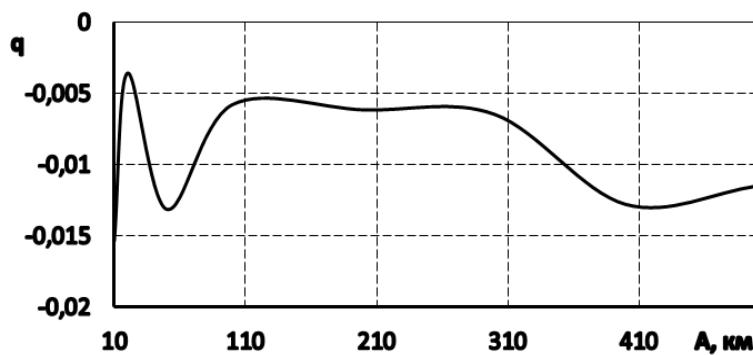


Рис. 5. Зависимость $M[q]$ от размера позиционного района $A \times A$

Из рисунка 5 видно, что матожидание q слабо зависит от размера позиционного района $A \times A$ в котором действуют абоненты двух сетей и имеет оклонулевые значения.

Таким образом, расчеты с использованием зависимости (4) исходя из полученных результатов имитационного моделирования (рисунки 3-5) дают значения среднестатистической вероятности ошибки $P_{\text{ОШ(Д)}}$ в условиях дуэльного взаимовлияния на приеме при всем множестве условий взаимного расположения абонентов двух сетей равные $P_{\text{ОШ(Д)}} \approx 0,001144$.

Учет эффекта группового взаимовлияния производится с использованием зависимости (2). Значение поправочного коэффициента γ согласно известных трудов [2] зависят от относительных размеров позиционного района группировки R_{\max} / A (где R_{\max} – предельная дальность радиосвязи, обеспечиваемая системой и определяемая ее ТТХ, A – размер района), в которой располагаются абоненты, и

количества дуэльных ситуаций $N - 1$, где N – количество радиосетей, работающих в общей полосе частот.

Результаты оценки группового взаимовлияния по показателю $P_{\text{ош}}(\text{ГР})$ приведены на рисунке 6 в виде зависимости ошибок от числа сетей и степени «уплотнения» абонентов в позиционном районе А х А.

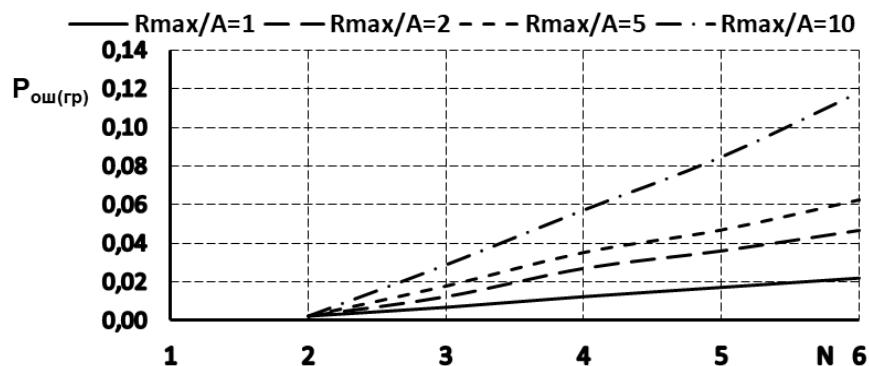


Рис. 6. Результаты расчётов $P_{\text{ош}}(\text{ГР})$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование, которое показывает, что в условиях массированного применения системы в децентрализованном режиме, помехоустойчивость терминалов ОСНОД не соответствует требованиям предъявляемым, к системам передачи данных по величине информационных ошибок (не более 10^{-6}).

Уровень информационных ошибок возрастает по мере увеличения количества радиосетей и их «уплотнения» в позиционном районе. Для обеспечения помехоустойчивости в таких условиях работы ОСНОД можно дать следующие рекомендации:

- оптимальное планирования частотных планов радиосетей, исключающее пересечение несущих частот на каждом такте перестройки;
- использование методов компенсации помех в приемном тракте аппаратуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Изделие АТМ-2Ж, описание и работа. Нижний Новгород: ОАО НПП «Полет». 2012. 109 с.
2. Соловьев В.В. Методы оптимального присвоения частот. М.: Гейзер. 2000. 133 с.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М: Высшая школа. 2001. 315 с.

REFERENCES

4. ATM-2J product, description and operation. Nizhny Novgorod: JSC NPP Polet. 2012. 109 p.
5. Solovyov V.V. Methods of optimal frequency assignment. M.: Geyser. 2000. 133 p.
6. Wentzel E.S. Probability theory. M: High school. 2001. 315 p.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФОРМЫ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА АНТЕННЫ СПУТНИКА-РЕТРАНСЛЯТОРА ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ

К.М. Занин¹

¹ Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» Федеральный научно-производственный центр (ФГУП «РНИИРС» ФНПЦ), Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье разработана математическая модель взаимного положения космического аппарата и зоны обслуживания системы связи, позволяющая установить взаимосвязь между контуром границы обслуживаемой области, ее положением относительно космического аппарата и требованиями к форме главного лепестка контурной диаграммы направленности бортовой антенной системы. Полученные требования к контурной диаграмме направленности в совокупности с конструктивным исполнением могут быть применены в качестве исходных данных к задаче синтеза параметров раскрыва антенны.

Ключевые слова: контурная диаграмма направленности, форма главного лепестка, спутниковая связь.

A MATHEMATICAL MODEL FOR DETERMINING THE SHAPE OF MAIN LOBE ANTENNA FOR CONTOURED BEAM SPACE APPLICATIONS

K. M. Zanin¹

¹Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications" Federal Research and Production Center (FSUE "RNIIRS" FRPC), Rostov-on-Don, Russian Federation

Abstract. In this paper, a mathematical model that calculates the relative position of the spacecraft and the workspace of its communication system has been developed. The mathematical model allows calculating the relationship between the contour of the shape of workspace and the requirements for the shape of main lobe of contoured beam antenna. The mathematical model takes into account the position of the service area relative to the spacecraft. The obtained requirements for the contoured beam antenna can be applied for the initial data to the synthesis the parameters of the aperture of antenna system together with the design of the antenna system.

Keywords: contoured beam, the shape of main lobe, space applications.

1. ВВЕДЕНИЕ

При построении комплексов спутниковой связи, размещаемых на борту спутников-ретрансляторов, требуется обеспечение заданного ее качества в пределах установленной зоны обслуживания на поверхности Земли. Рабочая области в таких задачах может иметь сложную форму, которая не описывается простыми геометрическими фигурами, с границей в виде окружности или эллипса. Для покрытия заданной территории применяют бортовые антенные системы (АС) космических аппаратов (КА), которые реализуют контурную диаграмму направленности (ДН), так как качество связи напрямую связано с параметрами главного лепестка ДН. Снижение уровня ДН в пределах рабочей области приводит к уменьшению скорости передачи

информации или к полному отсутствию возможности установки соединения между абонентами. В свою очередь излучение бортовой антенны за пределы установленной зоны обслуживания, с учетом коммерческого характера услуг связи, влечет за собой трату ресурсов радиоканала на неучтенный трафик. Формируемая ДН должна учитывать данные факторы, и, как следствие, главный ее лепесток должен быть максимально приближен по форме к контуру границы обслуживаемой территории.

С учетом взаимосвязи параметров главного лепестка и параметров излучающего раскрыва АС, реализация ДН связана с необходимостью решения задачи синтеза, исходными данными к которой являются конструктивное исполнение АС и требуемая форма главного лепестка, которая определяется приведенными выше ограничениями. Также необходимо отметить, что требования к ДН в период эксплуатации системы связи могут изменяться в пределах возможностей АС. Это обусловлено уточнением формы границы области обслуживания, в случае размещения КА на геостационарной орбите (ГСО), или изменением взаимного положения КА и рабочей области с течением времени, при размещении КА на более низкой орбите. Данные факторы подтверждают практическую значимость настоящей работы.

В случае если требуемые параметры главного лепестка ДН сложны в описании с помощью аналитического выражения, данные требования задаются в виде координат точек, ограничивающих рабочую область на поверхности Земли. В такой постановке определение требований к ДН входит в задачу разработки АС КА. В отечественной и зарубежной литературе опубликовано большое количество работ, посвященных синтезу контурных ДН, однако вопросы установки взаимосвязи между формой границы обслуживаемой области, ее положением относительно КА и требуемыми параметрами главного лепестка контурной ДН АС освещены недостаточно полно. Данные факторы подтверждают научную значимость настоящей работы.

Исходя из вышесказанного, актуальной является задача определения требований к параметрам главного лепестка ДН бортовой АС с учетом формы границы обслуживаемой области и ее положения относительно КА.

Цель работы.

Установка взаимосвязи между формой границы обслуживаемой области, ее положением относительно КА и требуемыми параметрами главного лепестка контурной ДН АС.

Для достижения данной цели решается задача разработки математической модели взаимного положения КА и зоны обслуживания системы связи на поверхности Земли в определенный момент времени.

2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМНОГО РАСПОЛОЖЕНИЯ КА И ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

При определении требований к ДН АС КА достаточно использовать приближение, в котором область обслуживания рассматривается как локальная сферическая поверхность, граница которой задана в виде набора точек в системе координат, связанной с Землей. Чаще всего это либо географическая система координат (широта и долгота), либо сферическая система координат (ССК), связанная с центром Земли. Данные точки могут быть расположены с произвольным шагом, и для формирования замкнутой границы области обслуживания их необходимо соединить отрезками минимальной длины. Пример набора точек, ограничивающих заданную область обслуживания, приведен на рис. 1. Показанные точки имеют следующие координаты в ССК: $(R_3, \pi/3, 0)$, $(R_3, \pi/3, \pi/3)$, $(R_3, \pi/6, \pi/3)$, $(R_3, \pi/6, 0)$, где R_3 – радиус Земли.

На криволинейной поверхности, в данном случае на поверхности сферы, отрезками минимальной длины являются отрезки геодезических линий, уравнения которых не имеют простых аналитических решений в ССК, связанной с центром Земли [1]. Для построения геодезических линий на поверхности сферы в данной работе будет применен численный метод с применением аппарата линейной алгебры.

Пусть на поверхности сферы с единичным радиусом заданы две точки, имеющие координаты (θ_1, φ_1) и (θ_2, φ_2) . Тогда из центра сферы к этим координатам могут быть проведены два отрезка, которые являются векторами единичной длины $\mathbf{a}_1(\theta_1, \varphi_1)$ и $\mathbf{a}_2(\theta_2, \varphi_2)$. Угол между данными векторами может быть вычислен следующим образом:

$$\gamma = \arccos(\mathbf{a}_1 \cdot \mathbf{a}_2),$$

где $[\cdot]$ – скалярное произведение векторов.

Взаимное положение векторов \mathbf{a}_1 и \mathbf{a}_2 показано на рис. 2. На данном рисунке и далее по тексту полужирным шрифтом показаны векторы и матрицы.

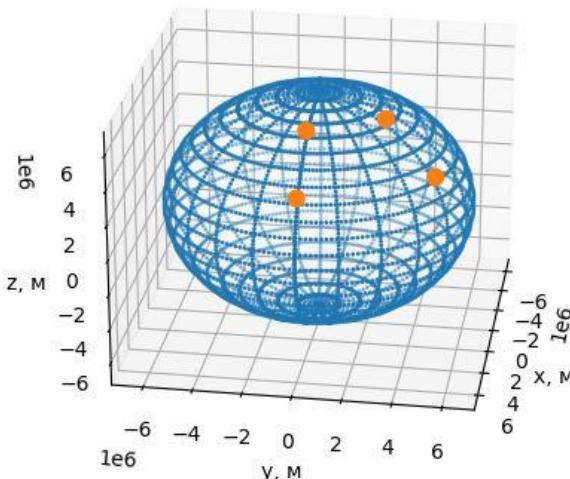


Рис. 1. Точки, ограничивающие рабочую область

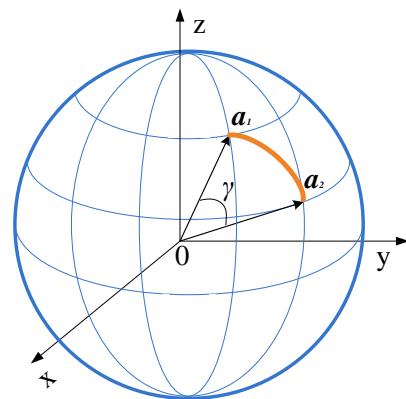


Рис. 2. Взаимное положение векторов \mathbf{a}_1 и \mathbf{a}_2

Поскольку геодезическая линия на поверхности сферы лежит на дуге окружности, центр которой совпадает с центром сферы, ее координаты могут быть определены путем пошагового поворота вектора \mathbf{a}_1 в направлении вектора \mathbf{a}_2 путем разделения угла γ на секторы с шагом α . Для наглядного отображения промежуточных результатов данный поворот удобно проводить в Декартовой системе координат (ДСК), начало которой совпадает с началом ССК. Координаты векторов \mathbf{a}_1 и \mathbf{a}_2 в ДСК могут быть вычислены следующим образом:

$$\begin{aligned} x &= \sin(\theta)\cos(\varphi); \\ y &= \sin(\theta)\sin(\varphi); \\ z &= \cos(\theta). \end{aligned} \quad (1)$$

Матрица поворота вектора на угол α имеет вид:

$$\mathbf{M}(\zeta, \alpha) = \begin{bmatrix} M_{1,1} & M_{1,2} & M_{1,3} \\ M_{2,1} & M_{2,2} & M_{2,3} \\ M_{3,1} & M_{3,2} & M_{3,3} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} M_{1,1} &= \cos(\alpha) + [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{i}, \zeta)^2, \\ M_{3,1} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{k}, \zeta)(\mathbf{i}, \zeta) - \sin(\alpha)(\mathbf{j}, \zeta), \\ M_{2,2} &= \cos(\alpha) + [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{j}, \zeta)^2, \\ M_{1,3} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{i}, \zeta)(\mathbf{k}, \zeta) + \sin(\alpha)(\mathbf{j}, \zeta), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_{2,1} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{j}, \zeta)(\mathbf{i}, \zeta) + \sin(\alpha)(\mathbf{k}, \zeta), \\ M_{1,2} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{i}, \zeta)(\mathbf{j}, \zeta) - \sin(\alpha)(\mathbf{k}, \zeta), \\ M_{3,2} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{k}, \zeta)(\mathbf{j}, \zeta) + \sin(\alpha)(\mathbf{i}, \zeta), \\ M_{2,3} &= [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{j}, \zeta)(\mathbf{k}, \zeta) - \sin(\alpha)(\mathbf{i}, \zeta), \end{aligned}$$

$$M_{3,3} = \cos(\alpha) + [1 - \cos(\alpha)](\mathbf{k}, \boldsymbol{\zeta})^2, \quad \mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k} \text{ — орты ДСК.}$$

Вектор $\boldsymbol{\zeta}$, вокруг которого выполняется поворот \mathbf{a}_1 в направлении вектора \mathbf{a}_2 , перпендикулярен плоскости, образованной \mathbf{a}_1 , \mathbf{a}_2 , и является результатом векторного произведения этих векторов, которое в ДСК может быть вычислено следующим образом:

$$\boldsymbol{\zeta} = \mathbf{a}_1 \times \mathbf{a}_2 = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где (x_1, y_1, z_1) и (x_2, y_2, z_2) — координаты векторов \mathbf{a}_1 и \mathbf{a}_2 , вычисленные с помощью (1), соответственно.

Используя (2) и (3) построены геодезические линии, попарно соединяющие точки, показанные на рис. 1. Результаты вычислений приведены на рис. 3. Полученная замкнутая линия определяет контур границы обслуживаемой области и форму сечения главного лепестка ДН АС в портретной плоскости.

Для определения требований к ДН АС более полно необходимо вычислить наклонные дальности от фазового центра АС КА до точек, лежащих как на границе, так и внутри заданной области. На первом шаге для проведения данных вычислений использован алгоритм рекурсивной заливки [2], который применяется в графических программах, чтобы определить область, которую следует заполнить выбранным цветом. Данный алгоритм позволяет отделить точки координатной сетки, которые принадлежат заданной области, от остальных. Результат применения данного алгоритма приведен на рис. 4.

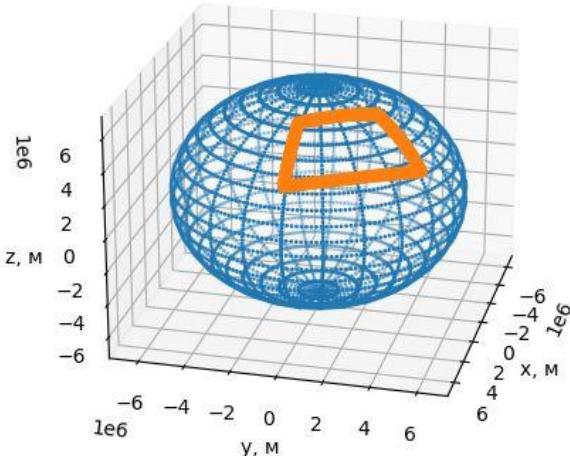


Рис. 3. Линия, ограничивающая рабочую область

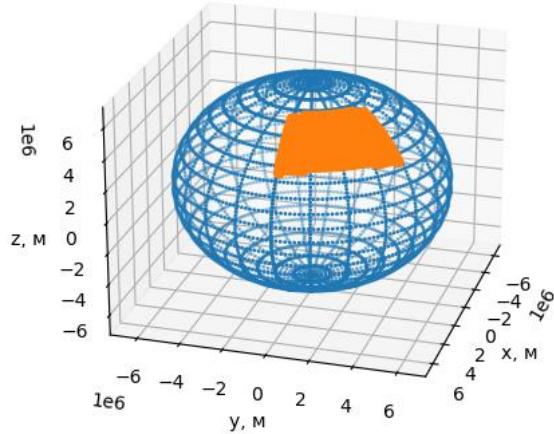


Рис. 4. Рабочая область АС

На втором шаге необходимо определить взаимное положение КА и рабочей области в рассматриваемый момент времени с учетом параметров орбиты КА и смещения границ рабочей области относительно неподвижной системы координат. Данные расчеты реализованы во множестве приложений, например [3]. В рамках настоящей работы в рассматриваемый момент времени положение КА задано следующим образом: $\mathbf{P}(r_{\text{КА}}, \theta_{\text{КА}}, \varphi_{\text{КА}}, i_{\text{КА}})$, где в ССК, связанной с центром Земли, $r_{\text{КА}} = R_3 + 35800$ км, $\theta_{\text{КА}} = \pi/2$, $\varphi_{\text{КА}} = 0,44\pi$; $i_{\text{КА}} = 0$ — угол наклона плоскости орбиты КА относительно экваториальной плоскости. Необходимо отметить, что данное положение КА является примером ГСО, но рассматриваемая математическая модель не имеет ограничения по данному параметру.

На третьем шаге положение рабочей области вычисляется в ДСК, связанной с КА. Пусть оси этой системы координат, также являющиеся строительными осями АС,

заданы следующим образом:

- ось e_x сонаправлена с вектором скорости КА;
- ось e_z направлена в подспутниковую точку;
- ось e_y дополняет ось e_x и ось e_z до правой тройки векторов.

Соответствующая ССК, связанная с КА, задана согласно определению. Далее по тексту данные ДСК и ССК называются подвижными; а ДСК и ССК, связанные с центром Земли – неподвижными.

Матрица пересчета координат при переходе от неподвижной к подвижной системе координат имеет вид [4]:

$$\mathbf{S}(\theta_{\text{КА}}, \varphi_{\text{КА}}) = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & S_{1,3} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & S_{2,3} \\ S_{3,1} & S_{3,2} & S_{3,3} \end{bmatrix}^{-1}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} S_{1,1} &= -\sin(\varphi_{\text{КА}}), & S_{2,1} &= \cos(\varphi_{\text{КА}}), \\ S_{3,1} &= 0, & S_{1,2} &= \cos(\theta_{\text{КА}})\cos(\varphi_{\text{КА}}), \\ S_{2,2} &= \cos(\theta_{\text{КА}})\sin(\varphi_{\text{КА}}), & S_{3,2} &= -\sin(\theta_{\text{КА}}), \\ S_{1,3} &= -\sin(\theta_{\text{КА}})\cos(\varphi_{\text{КА}}), & S_{2,3} &= -\sin(\theta_{\text{КА}})\sin(\varphi_{\text{КА}}), \\ S_{3,3} &= -\cos(\theta_{\text{КА}}), \end{aligned}$$

операция $[]^{-1}$ – вычисление обратной матрицы.

Вектор $\zeta^{(0)}$, вокруг которого выполняется поворот подвижной системы координат относительно неподвижной на угол $i_{\text{КА}}$, имеет вид:

$$\zeta^{(0)} = \begin{pmatrix} -\sin(\theta_{\text{КА}})\cos(\varphi_{\text{КА}}) \\ -\sin(\theta_{\text{КА}})\sin(\varphi_{\text{КА}}) \\ -\cos(\theta_{\text{КА}}) \end{pmatrix}. \quad (5)$$

С учетом (4) и (5) для определения координат рабочей области АС в подвижной ДСК необходимо вычислить:

$$\begin{pmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{pmatrix} = \mathbf{S}(\theta_{\text{КА}}, \varphi_{\text{КА}}) \cdot \mathbf{M}(\zeta^{(0)}, i) \cdot \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix}, \quad (6)$$

где x, y, z – координаты точек зоны обслуживания в неподвижной ДСК.

С учетом (6) и $r_{\text{КА}}$ область обслуживания в подвижной ДСК имеет вид, показанный на рис. 5. Для определения требований к ДН АС необходимо вычислить координаты (r, θ, φ) в подвижной ССК следующим образом:

$$\begin{pmatrix} r \\ \theta \\ \varphi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{e_x^2 + e_y^2 + e_z^2} \\ \arctg \left(\frac{\sqrt{e_x^2 + e_y^2}}{e_z} \right) \\ \arctg \left(\frac{e_y}{e_x} \right) \end{pmatrix}, \quad (7)$$

и нормировать r на $\max(r)$. Результаты вычислений (7) приведены на рис. 6.

Рис. 6 определяет требования к нормированной амплитудной ДН (по мощности) АС в ССК, связанной с КА. Полученный результат также учитывает наклонные дальности до точек в пределах рабочей области. Реализация ДН, близкой к приведенной на рис. 6, обеспечивает равномерное распределение плотности потока мощности по заданной территории и нулевой ее уровень за пределами обслуживаемой области.

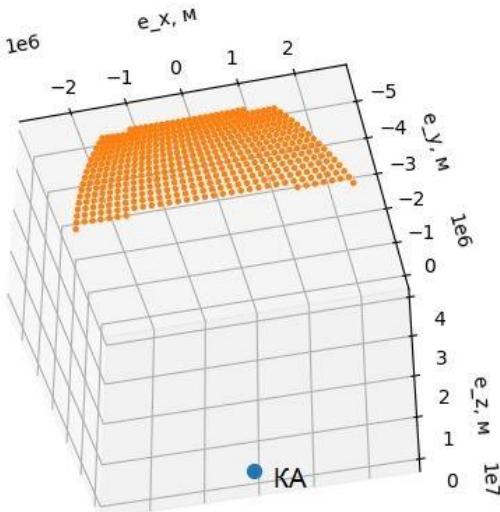


Рис. 5. Рабочая область АС в ДСК, связанной с КА

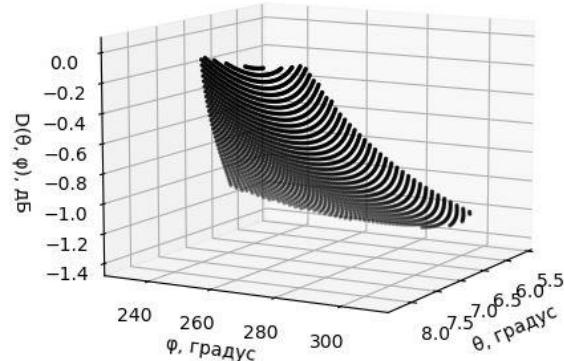


Рис. 6. Рабочая область АС в ССК, связанной с КА

В рассмотренном примере рабочая область полностью находится в пределах области видимости КА. Для проверки данного условия в общем случае достаточно вычислить наклонные дальности r следующим образом:

$$r = [R + R_3] \cos(\theta) - \sqrt{R^2 \cos^2(\theta) - R^2 + 2R \cos^2(\theta) R_3 - 2R_3^2 R + R_3^2 \cos^2(\theta)},$$

где R – высота орбиты КА над поверхностью Земли, и убедиться, что r принимает действительные значения для всех θ . В случае если r принимает комплексные значения, данные точки не учитываются при формировании требований к ДН АС.

В случае если строительные оси АС не совпадают с e_x , e_y и e_z , необходимо выполнить переход к новой системе координат, связанной с АС, используя приведенные в данной работе соотношения.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье разработана математическая модель взаимного положения КА и зоны обслуживания системы спутниковой связи в определенный момент времени. Полученные соотношения позволяют установить взаимосвязь между контуром границы обслуживаемой области, ее положением относительно КА и требованиями к форме главного лепестка контурной ДН бортовой АС. Синтезированная математическая модель преобразует точки, ограничивающие рабочую область, в участок поверхности Земли путем соединения их геодезическими линиями и заполнения полученного пространства на выбранной координатной сетке. Координаты узлов поверхности, вычисленные в ССК, связанной с АС, с учетом области видимости и параметров орбиты КА позволяют получить функциональную зависимость требований к относительному уровню ДН АС от направлений θ и φ в данной системе координат.

Практическая значимость разработанной математической модели выражается в возможности сформировать требования к контурной ДН бортовой АС КА, которые в совокупности с конструктивным исполнением АС являются исходными данными к задаче синтеза параметров раскрыва.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дубровин Б.А., Новиков С.П., Фоменко А.Т. Современная геометрия. Методы и приложения. М: Наука, 1986. 760 с.
2. Ackland, Bryan D, Weste, Neil H. The edge flag algorithm – A fill method for raster scan displays // IEEE Transactions on Computers. 1981. Vol. C-30. P.41-48.
DOI:10.1145/800249.807456.
3. David A. Vallado, Paul Crawford. SGP4 Orbit Determination // AIAA/AAS Astrodynamics Specialists Conference and Exhibit. August 2008. DOI:10.2514/6.2008-6770.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1977.832 с.

REFERENCES

1. Dubrovin B.A., Novikov S.P., Fomenko A.T. Sovremennaya geometriya. Metody i prilozheniya. M: Nauka, 1986. 760 p. (In Russian).
2. Ackland, Bryan D, Weste, Neil H. The edge flag algorithm – A fill method for raster scan displays // IEEE Transactions on Computers. 1981. Vol. C-30. P.41-48.
DOI:10.1145/800249.807456.
3. David A. Vallado, Paul Crawford. SGP4 Orbit Determination // AIAA/AAS Astrodynamics Specialists Conference and Exhibit. August 2008. DOI:10.2514/6.2008-6770.
4. Korn G., Korn T. Handbook of Mathematics (for Scientists and Engineers). M.: Nauka, 1977. 832 p.

МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСКАЖЕННЫХ СООБЩЕНИЙ

М.С. Амирьян, М.И. Андрейченко

ФГБВОУ ВО «Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского» (ВКА),
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье предложен метод восстановления искаженных сообщений при приеме сигналов спутниковых линий связи в условиях, когда качество принимаемого сигнала ниже, чем необходимое для безошибочного приема. Восстанавливать сообщения предлагается с помощью алгебраической избыточности, привнесенной системой контроля целостности информации.

Ключевые слова: восстановление сообщений, избыточность сообщений, система контроля целостности информации.

METHOD FOR RESTORING DISTORTED MESSAGES

M.S. Amiryan, M.I. Andreichenko

Mozhaysky Military Space Academy,
Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article proposes a method for restoring distorted messages when receiving signals from satellite communication lines in conditions when the quality of the received signal is lower than necessary for error-free reception. It is proposed to restore messages using algebraic redundancy introduced by the information integrity control system.

Keywords: message recovery, message redundancy, information integrity control system.

1. ВВЕДЕНИЕ

Из всех используемых видов связи обширное применение нашла спутниковая связь. Благодаря ряду своих достоинств (пропускной способности, зоне покрытия, низкой стоимости, надежности и т.д.) спутниковые системы связи (ССС) широко применяются во многих отраслях жизнедеятельности человека. В настоящее время на объем трафика спутниковых линий связи приходится около четверти общего мирового трафика [1].

Для стабильной, качественной передачи данных абонентам сети необходимо соблюдать определенные условия приема сигнала на земле. Однако, это не всегда возможно по ряду объективных причин, которые приводят к ухудшению качества приема сигнала, что в свою очередь приводит к частичной или полной потере принимаемых данных.

В данной статье предлагается метод, позволяющий восстанавливать искаженные сообщения в условиях низкой энергетической доступности источника излучения спутниковых ретрансляторов на основе избыточности, привнесенной системой контроля целостности информации.

2. ПРИЧИНЫ СНИЖЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ДОСТУПНОСТИ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Тенденции развития современных ССС состоят в использовании более высоких частотных диапазонов, что обеспечивает использование узких, локальных лучей, пространственное разделение абонентов сети. Эти условия приводят к ухудшению

качества приема сигналов, если находится на границы зоны обслуживания таких лучей. Атмосферные явления, внутренние и внешние помехи действующие в канале связи, еще больше снижают отношение сигнал/шум, что приводит к большим ошибкам в результате приема сигналов с ССС.

Для примера, на рис. 1 представлено распределение эквивалентной изотропной излучаемой мощности, и зона покрытия луча С-диапазона частот искусственного спутника Земли «Интелсат 36» находящегося на геостационарной орбите в подспутниковой точке 68,5 градусов восточной долготы, на котором видно, что абоненты сети на территории Российской Федерации и ряда других стран находятся на границе зоны распределения луча и в точке приема имеют наименьшее значение эквивалентной изотропной излучаемой мощности равное 27,5 dB/W. Отсюда следует, что уровень спектральной плотности потока мощности, который будет приходится на приемную антенну приблизительно равен -72.206 dB/mВ, что является недостаточным для уверенного, безошибочного приема сигнала.

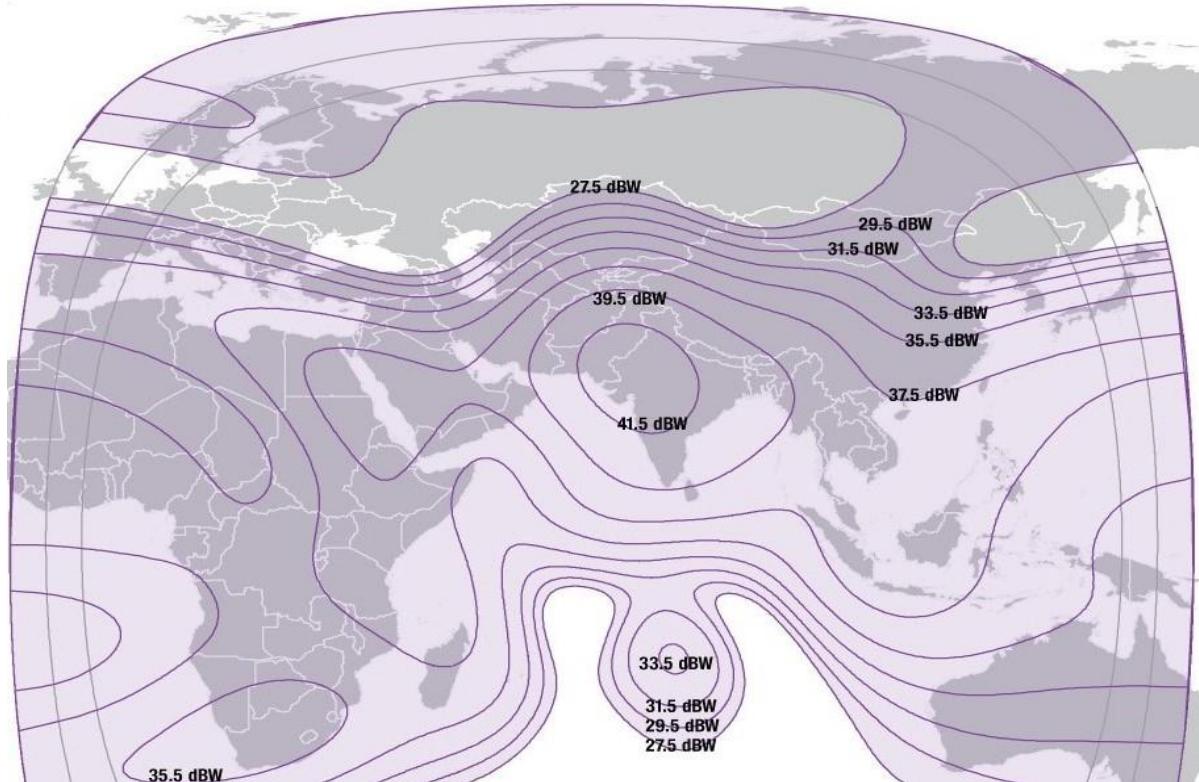


Рис. 1. Распределение эквивалентной изотропной излучаемой мощности и зона покрытия луча С-диапазона частот искусственного спутника Земли «Интелсат 36».

Для обнаружения и исправления ошибок в ССС широко используется помехоустойчивое кодирование (ПУК). На сегодняшний день известно много различных классов помехоустойчивых кодов, отличающихся друг от друга структурой, назначением, энергетической эффективностью, алгоритмами кодирования и декодирования и другими параметрами [2]. По результатам анализа качественных показателей применения тех или иных методов модуляции и кодирования в современных спутниковых модемах, можно сделать вывод о том, чаще всего в ССС используются несистематические сверточные коды, турбо коды и коды с малой плотностью проверок на четность [3].

При отношении сигнал/шум ниже порогового, помехоустойчивые коды перестают справляться, их исправляющей способности не хватает. В таких условиях значительная часть символьных ошибок, возникающих на физическом уровне и не исправляемых на

канальном, проникает на уровень представления данных. Ошибки с выхода декодера не устраняются, вся дальнейшая обработка сигналов осуществляется с наличием ошибок.

Необходимо сказать, что абоненты сети ССС, чаще всего, решают проблему возникновения ошибок при приеме сигналов с помощью метода обнаружения ошибок ARQ (Automatic repeat request) [4], с помощью которого получатель отправляет служебные данные отправителю, указывающие на то, что им был неправильно принят фрагмент сообщения, в результате чего отправитель повторяет передачу до тех пор, пока получатель не подаст сигнал о качественном приеме данных. Наблюдатели, осуществляющие прием сигнала и не являющиеся абонентами сети, такой возможности не имеют.

3. ИЗБЫТОЧНОСТЬ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СООБЩЕНИЙ

Сообщения, передаваемые по каналам связи, имеют семантическую, синтаксическую, и алгебраическую избыточность.

Семантическая избыточность – смысловая избыточность, она определяется областью неопределенности относительно содержимого сообщения. Такой избыточностью может являться передача координат в сообщении о местонахождении какого-либо объекта, температура воздуха, скорость ветра и т.д.

Синтаксическая избыточность в передаваемых данных проявляется в упорядоченности, структурированности. Цепочки служебных символов предопределимы, не бывает любых произвольных конструкций при передаче сообщений. Структура сообщения, в широком смысле как последовательности символов некоторого алфавита, определяется синтаксисом и грамматикой. Например, контрольная сумма, как правило, всегда передается в конце пакета.

Алгебраическая избыточность проявляется в виде наличия алгебраической зависимости, связей между структурными элементами или символами сообщения. Типичным примерами являются шифрование, хэш-функции, электронная подпись, контрольная сумма и т.п., которые, в свою очередь, относятся к системе контроля целостности информации.

Система контроля целостности информации широко применяется в современных спутниковых каналах связи для обнаружения и исправления ошибок при передаче данных. Для решения этих задач, чаще всего, используется контрольная сумма – значения проверочных символов, рассчитанное по входным данным с помощью определенного алгоритма. Эти значения проверочных символов дописываются к передаваемым данным, на принимающей стороне абонент, зная алгоритм вычисления контрольной суммы, имеет возможность проверить корректность принятых данных.

4. МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ СООБЩЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ ИЗБЫТОЧНОСТИ ПРИВНЕСЕННОЙ СИСТЕМОЙ КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ ИНФОРМАЦИИ

Автором статьи проводилась работа по восстановлению искаженных двоичных символов в принятых данных при приеме излучения с одного из космического аппарата ССС «Интелсат». Принятые данные состоят из пакетов, длиной 144 двоичных символа (биты) (рисунок 2), из которых первые 10 бит преамбула, следующие 110 – информационная часть и 24 бита отводится для контрольной суммы пакеты.

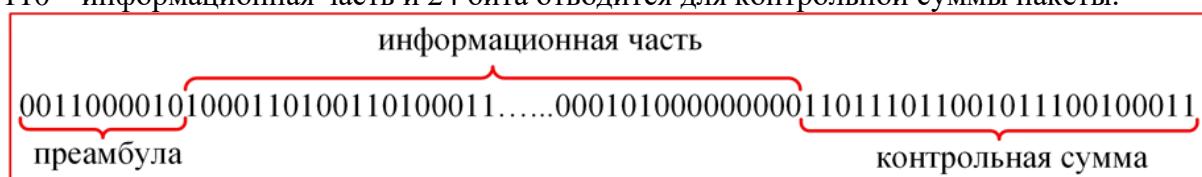


Рис. 2. Структура пакета с данными ССС «Интелсат»

По пакетам, принятых с хорошим отношением сигнал/шум, достаточным для уверенного приема, был определен алгоритм расчёта контрольной суммы пакета. Для определения правильности принятых данных, производился расчет контрольной суммы пакета по его информационной части и полученное значение контрольной суммы сравнивалось с принятым значением контрольной суммы. Если значения совпадали, делался вывод о корректности принятых данных, если нет – в пакете присутствуют ошибки, некоторые двоичные символы искажены.

В пакетах, рассчитанная контрольная сумма которых не совпала с принятой, методом прямого перебора производилось инвертирование первого бита информационной части, после чего контрольная сумма пакета рассчитывалась заново, с учетом инвертированного первого бита. После чего вновь получившееся значение контрольной суммы пакета сравнивалось с полученным значением. Если же значения не совпадали, то первый двоичный символ инвертировался, принимая свое первоначальное значение, затем инвертировался следующий за ним бит и контрольная сумма пакета рассчитывалась заново, так же сравниваясь с полученной контрольной суммой пакета. Таким образом, инвертировались все биты, включая биты принятой контрольной суммы, и значения принятой и рассчитанной контрольных сумм сравнивались отдельно для каждого инвертированного бита в пакете, за исключением бит преамбулы, так как они не учитываются при расчетах контрольной суммы пакета. Если инвертирование одного бита не приводило к тому, чтобы принятая и рассчитанная контрольная сумма пакета совпали, то делался вывод о том, что в данном пакете данных присутствует больше одного ошибочно принятого бита.

На рисунке 3 а показан пакет с ошибкой, в котором инвентрировав 134 бит, рисунок 3 б, рассчитанная и принятая контрольные суммы совпали.

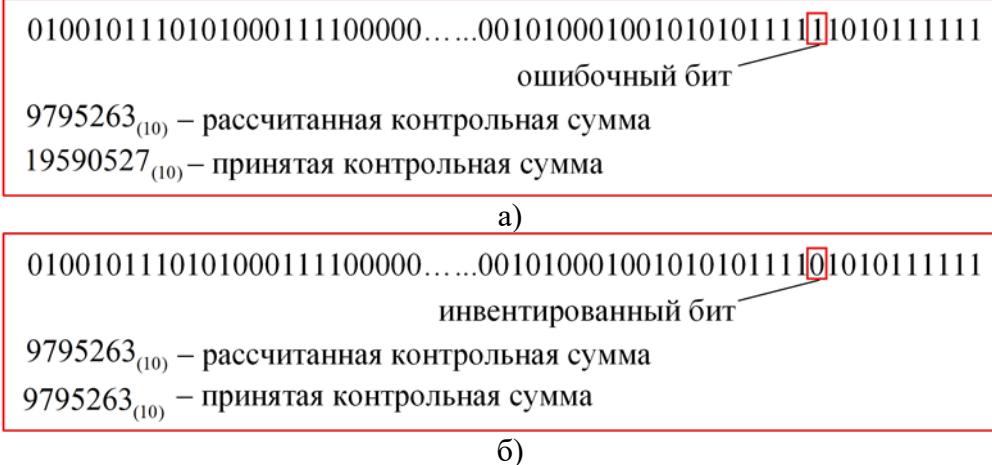


Рис. 3. Пакет с данными ССС «Интелсат» а) с ошибкой б) исправленный

Таким образом из 467 пакетов, рассчитанная контрольная сумма которых не совпала с принятой контрольной суммой, данным методом удалось восстановить 26 пакетов, 11 пакетов были с одним искаженным битом, 13 с двумя и 2 пакета с тремя искаженными битами. Что составляет 5,56 % от всех исследуемых пакетов с данными ССС «Интелсат».

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Ведение приема сигналов ССС в условиях низкой энергетической доступности иногда обусловлено факторами, на которые нельзя повлиять. Чаще всего это приводит к уменьшению отношения сигнал/шум и к росту числа ошибок при приеме сигналов. Исходя из этого, необходимо находить пути и решения задач по восстановлению искаженных сообщений, исходя из того, что имеется при приеме. Источником же, для

решения такой задачи, может являться избыточность сообщений, привнесенная системой контроля целостности информации, с помощью которой, представляется возможным восстанавливать некоторое число искаженных сообщений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаренко С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. Монография. – СПб.: Наукоемкие технологии, 2020. – 337 с.
2. Золотарев В.В., Овчинин Г.В. Помехоустойчивое кодирование/ Методы и алгоритмы. Справочник. — М.: Горячая линия Телеком, 2004
3. Спутниковые системы связи: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.М. Сомова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2019 – 244 с.
4. Григорьев В.А. Сигналы современных зарубежных систем электросвязи. Учебник. – СПб.: ВАС, 2007 – 407 с.

REFERENCES

1. Makarenko S.I. Models of a communication system under conditions of deliberate destabilizing influences and reconnaissance. Monograph. – St. Petersburg: High technology, 2020. – 337 p.
2. Zolotarev V.V., Ovechkin G.V. Noise-resistant coding / Methods and algorithms. Directory. — M.: Telecom Hotline, 2004
3. Satellite communication systems: Textbook for universities / Ed. A.M. Somova. – M.: Hotline – Telecom, 2019 –244 p
4. Grigoriev V.A. Signals of modern foreign telecommunication systems. Textbook. – St. Petersburg.: MAC, 2007 – 407 p.

МЕТОД ВЫЯВЛЕНИЯ ПРОТОКОЛЬНЫХ БЛОКОВ ДАННЫХ КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ

А. В. Кудрин

ФГБОУ ВО «Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского» (ВКА),
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье предложен метод выявления протокольных блоков данных (ПБД) канала управления систем спутниковой связи с динамическим изменением параметров сигналов абонентских терминалов (АТ). Данные о параметрах сигналов АТ передаются в ПБД канала управления центральной земной станции (ЦЗС) спутниковой системы связи. В условиях широкого применения множества нестандартизированных протоколов взаимодействия модемного оборудования возникает неопределенность относительно вида передаваемого трафика, что не позволяет осуществлять выявление в групповом цифровом потоке ЦЗС ПБД канала управления, их идентификацию и определять параметры сигналов АТ. Предлагаемый автором метод основан на выявленных информативных признаках обнаружения ПБД канала управления по результатам оценивания скорости передачи данных, индикатора постоянства размеров сегментов ПБД канала управления и избыточности информационной части ПБД. В статье представлены результаты оценки времени необходимого для выявления ПБД канала управления.

Ключевые слова: система спутниковой связи; канал управления; протокольный блок данных, динамическое изменение параметров сигналов, абонентский терминал.

METHOD FOR DETECTING PROTOCOL DATA BLOCKS OF THE CONTROL CHANNEL FOR DYNAMICALLY CHANGING SIGNAL PARAMETERS OF SUBSCRIBER TERMINALS

A. V. Kudrin

Mozhaysky Military Space Academy, Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article proposes a method for identifying protocol data units (PDUs) of the control channel of satellite communication systems with dynamic changes in the parameters of subscriber terminals signals. Data on the parameters of subscriber terminals signals are transmitted to the PDU of the control channel of the central earth station of the satellite communication system. In the context of the widespread use of many non-standardized protocols for the interaction of modem equipment, uncertainty arises regarding the type of transmitted traffic, which does not allow identifying the control channel in the data flow of central hub PDU, their identification and identifying the parameters of subscriber terminals signals. The method proposed by the author is based on the identified informative features for detecting the PDU of the control channel based on the results of estimating the data transmission rate, an indicator of the constancy of the sizes of the segments of the PDU of the control channel and the redundancy of the information part of the PDU. The article presents the results of estimating the time required to identify the control channel PDU.

Keywords: satellite communication system; control channel; protocol data units; dynamic change of signal parameters; subscriber terminal.

1. ВВЕДЕНИЕ

В связи с возросшими требованиями к пропускной способности каналов спутниковой связи, ведущие компании-производители спутникового оборудования стремятся повысить эффективность использования частотно-энергетического ресурса и внедряют системы спутниковой связи с многостанционным доступом с динамическим изменением параметров сигналов АТ [1]. Неопределенность параметров сигналообразования группового сигнала системы спутниковой связи (ССС) не позволяет осуществлять прием и обработку сигналов АТ. Управление распределением частотно-временного ресурса АТ осуществляется модемным оборудованием центральной земной станции ССС. Пример спектрограммы радиоизлучений АТ ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ представлен на рисунке 1.

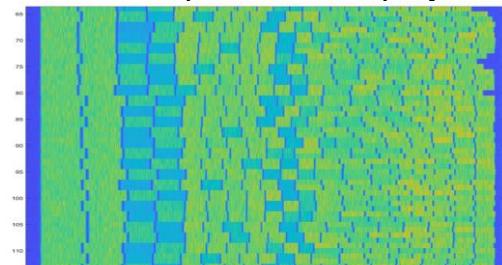


Рис. 1 Пример спектрограммы группового сигнала АТ ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ на интервале времени 480 мс.

Для всех АТ в зависимости от требуемой пропускной способности и характеристик качества обслуживания динамически изменяется несущая частота, тактовая частота, вид модуляционного кодирования и уровень сигнал/шум радиосигнала. Кроме того, на периоде кадра может изменяться общее число несущих частот функционирующих АТ. Терминалам, которые не передают данные в течение определенного промежутка времени, далее не предоставляется частотно-временной ресурс, перераспределяя, тем самым, ресурс другим АТ, и обеспечивая более эффективное использование канального ресурса ССС. Длительность кадров сигналов АТ может составлять от 5 мс до 50 мс, суперкадра от 40 мс и более.

Для приема и обработки сигналов АТ ССС с динамическим изменением параметров сигналообразования необходимо определить их текущие значения несущей частоты, тактовой частоты и вида модуляционного кодирования сигналов АТ. Данные о требуемых параметрах сигналов АТ в зависимости от запрашиваемой пропускной способности абонентов передаются в канале управления ЦЗС для всех АТ [2].

Протоколы формирования и передачи ПБД канала управления относятся к протоколам прикладного уровня и уровня представления модели эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС). Отсутствие единого стандарта технологии многостанционного доступа ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ приводит к тому, что каждый производитель разрабатывает свои собственные протоколы формирования ПБД канала управления ССС, техническое описание которых отсутствует в открытом доступе. Кроме того, один и тот же производитель может разрабатывать несколько различных версий одного протокола, позволяющих адаптироваться к конкретным режимам функционирования системы связи.

В результате, существующие методы классификации трафика не обеспечивают решение задачи выявления и идентификации ПБД канала управления ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ.

Таким образом, необходимо решить задачу выявления ПБД канала управления, передающихся в групповом цифровом потоке ЦЗС ССС, для обеспечения возможности дальнейшей идентификации и выявления параметров сигналов АТ.

2. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ МЕТОДА

Современные ССС являются мультисервисными сетями передачи данных. В цифровом групповом потоке ЦЗС ССС передаются различные виды трафика: речевые данные, данные видеоконференций, передача пользовательских данных, веб-данные, межмашинный обмен данными и т.д. В рамках задачи выявления ПБД канала управления программными комплексами анализа сетевого трафика осуществляется классификация передаваемого в групповом цифровом потоке ЦЗС сетевого трафика.

В контексте классификации сетевого трафика объектом классификации являются сетевые потоки, состоящие из последовательности ПБД, которыми обмениваются пара узлов (абонентов) с целью взаимодействия. В основе классификации сетевого трафика лежит глубокий анализ номеров портов ПБД на транспортном и сетевом уровнях (классификация, основанная на портах), восстановление сигнатуры протокола из его информационной части (классификация, основанная на информационной части ПБД) и статистические методы анализа характеристик обмена ПБД. Классификация сетевого потока может выполняться с точностью до приложения, использующего данный протокол [3].

Для анализа трафика, анализируются не только заголовочные части протоколов транспортного и сетевого уровней ЭМВОС, но и информационная часть ПБД. При этом в рамках технологии глубокого анализа пакетов (DPI, Deep Packet Inspection), выполняется поиск «сигнатур» («signature-based» подходы), характерных признаков, которые заранее создаются для каждого приложения или их групп. Классификация может выполняться как на уровне отдельных ПБД («stateless» анализ), так и может учитывать состояние потока («statefull» анализ) [4].

Однако, в условиях априорной неопределенности относительно параметров формирования ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ, отсутствия описаний протоколов в открытых источниках и отсутствия большого числа разнообразных наборов помеченных данных для обучения, предлагается использовать методы статистического анализа (статистика временных интервалов между ПБД в потоке, размеров ПБД (пакетов), избыточность данных и т.д.).

Таким образом, если ПБД, протоколы формирования которых, не идентифицированы и их описание отсутствует в базе данных СПО анализа трафика, то ПБД относятся к трафику данных неизвестного приложения. Для дальнейшего статистического анализа отдельных потоков ПБД с целью выявления ПБД канала управления необходимо рассмотреть особенности статистических параметров потоков ПБД канала управления и другого различного абонентского трафика. Трафик, генерируемый разными типами приложений, носит свои отличительные характеристики, отражающие уникальные особенности функционирования приложений. Характеристики потока могут быть выражены в виде векторов признаков, и статистические методы, например, машинного обучения, могут быть применены для классификации [3]. Для разделения потоков данных отдельных абонентов или приложений в групповом цифровом потоке могут использоваться механизмы адресации данных протоколов канального, сетевого и транспортного уровней. Отличительные статистические характеристики потоков ПБД канала управления легли в основу информативных признаков выявления ПБД канала управления.

Этапы разработанного метода выявления ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ представлены на рисунке 2. В качестве исходных данных выступает запись группового цифрового потока ЦЗС ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ после выполнения необходимых преобразований. К таким преобразованиям относятся: демодуляция радиосигнала, деперемежение, дескремблирование, декодирование помехоустойчивого кода. На первом этапе метода

осуществляется запись группового цифрового потока ЦЗС ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ.



Рис. 2. Этапы метода выявления ПБД канала управления в групповом потоке ЦЗС ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ.

На первом этапе метода осуществляется запись группового цифрового потока ЦЗС ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ.

Пример фрагмент передачи группового цифрового потока ЦЗС представлен на рисунке 3.

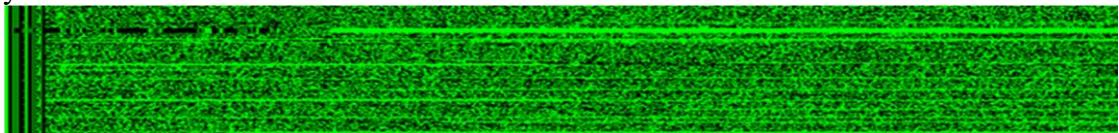


Рис. 3. Фрагмент передачи группового цифрового потока ЦЗС ССС.

В процессе демультиплексирования группового цифрового потока, если поток ПБД не идентифицирован сетевыми анализаторами трафика (например, Wireshark, Tcpdump, WinDump и др.), то ПБД этого потока относятся к трафику данных неизвестного приложения. На подэтапе 1.2 осуществляется разделение потоков ПБД неизвестных протоколов передачи отдельных абонентов на основе коммутационно-адресной части протоколов канального, сетевого и транспортного уровней (IP-адрес, MAC-адрес и др.) для дальнейшего анализа каждого потока.

На втором этапе выполняется выявление ПБД канала управления среди потоков ПБД, протоколы формирования которых не идентифицированы, на основании оценивания средней скорости передачи каждого отдельного потока ПБД источника информации, индикатора постоянства размеров сегментов ПБД канала управления и анализа избыточности подканалов ПБД.

На подэтапе 2.1 выполняется выявление ПБД канала управления на основе оценивания скорости передачи ПБД отдельных абонентов. Для статистического анализа отдельных потоков ПБД с целью выявления ПБД канала управления необходимо рассмотреть особенности статистических параметров потоков ПБД канала управления и другого различного абонентского трафика.

Основными категориями передаваемых данных являются данные реального времени и данные, терпимые к задержкам [5]. Наилучшими показателями оптимизации сетевой инфраструктуры с точки зрения абонента являются минимальные задержки при

передаче данных реального времени (речевые данные, видеоконференцсвязь) и надежная передача данных, терпимых к задержкам (электронная почта, передача файлов и т.д.).

Длительность кадров сигналов АТ ССС с динамическим изменением параметров сигналообразования может составлять от 5 мс до 50 мс, суперкадра от 40 мс и более. В результате параметры сигналов АТ меняются в зависимости от требуемой пропускной способности и передаются в ПБД канала управления в групповом цифровом потоке ЦЗС с интервалом времени от 5 мс и более. Характеристики передачи ПБД канала управления существенно влияют на эффективность технологии многостанционным доступом с динамическим изменением параметров сигналов АТ. Необходимо учитывать, что в ССС с космическими аппаратами на геостационарных орbitах минимальная задержка составит 240 мс.

Для оценивания класса передачи потоков ПБД канала управления приведены верхние значения характеристик передачи ПБД, определяющие классы услуг связи представлены в таблице 1 [5].

Таблица 1. Верхние значения характеристик передачи ПБД, определяющие классы услуг

Характеристики передачи ПБД	Классы качества передачи информационных потоков					
	0	1	2	3	4	5
Задержка доставки ПБД	100 мс	400 мс	100 мс	400 мс	1 с	-
Вариация задержки доставки ПБД	50 мс	50 мс	-	-	-	-

Перечень классов передаваемого трафика в сети связи в зависимости от характеристик передачи:

Класс 0 – потоки реального времени (высококачественная пакетная телефония, видеоконференцсвязь);

Класс 1 – потоки реального времени (пакетная телефония, видеоконференцсвязь);

Класс 2 – транзакции, отличающиеся высокой степенью интерактивности (сигнализации, каналы управления);

Класс 3 – транзакции данных, интерактивные;

Класс 4 – потоки чувствительные к потере информации в процессе ее передачи по сети (массивы данных, потоковое видео);

Класс 5 – традиционные приложения IP-сетей с характеристиками передачи по умолчанию.

Потоки ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ соответствуют классам 0,1,2 качества передачи информационных потоков, т.е. передачам речевых сообщений, видеоданных, а также данным каналов управления, сигнализации. Для более точного определения статистических характеристик необходимо выделить информативные признаки, отражающие отличительные характеристики потока ПБД канала управления (дисперсия, среднеквадратическое отклонение размеров ПБД, временные интервалы между ПБД потока и т.д.).

Учитывая многообразие технологий передачи данных на канальном, сетевом, транспортном и прикладном уровнях, а также зависимость времени обработки ПБД узлами сети от нагрузки на сеть – скорость передачи данных отдельно взятого абонента в конкретный момент времени является величиной случайной. В силу этого, предлагается использовать величину скорости передачи двоичных символов отдельно взятого абонента в качестве информативного признака \hat{x} вида категории передаваемых данных. Для простоты вычислений, рассматривается величина скорости передаваемых абонентских данных на канальном уровне, без предварительной обработки ПБД передач

данных до прикладного уровня. Оценить скорость передачи данных можно с помощью выражения:

$$\hat{x}(i) = \frac{\sum_{n=1}^{N_{\Delta t_i}} \hat{L}_{n,i} \text{ПБД}}{\square \hat{t}_i}; \quad i = \overline{1, I}; n = \overline{1, N_{\Delta t_i}}, \quad (1)$$

где \hat{x} – средняя скорость передачи двоичных символов i -ого потока ПБД абонента; $\hat{L}_{n,i}$ – размер n -ого передаваемого ПБД i -ого потока ПБД абонента; $\Delta \hat{t}_i$ – интервал времени, на котором оценивается скорость передачи информации; $N_{\Delta t_i}$ – число ПБД, переданных за интервал времени $\Delta \hat{t}_i$.

Учитывая скорости кодирования речевых данных кодером речи (до 8000 двоичных символов в секунду) и относительно высокую скорость передачи пользовательских данных (от 64000 двоичных символов в секунду), предлагается измерять значение \hat{x} 10000 раз каждые 10 мс. Информативный признак определения категории передаваемых данных и расчет порогового значения подробно описаны в статье [6]. Значение средней скорости передачи данных $x_{\text{порог}} = 483,3$ кбит/с принято обоснованным порогом, при превышении которого принимается решение о передаче данных, не критичных к задержкам.

В результате исследования статистических параметров потоков ПБД канала управления различных ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ, оценки временных интервалов между ПБД, были рассчитаны основные числовые характеристики распределения значения скорости $\hat{x}_{(\text{ку})}$ передачи ПБД канала управления. Гистограмма распределения \hat{x} и аппроксимирующая плотность вероятности представлены на рисунке 4.

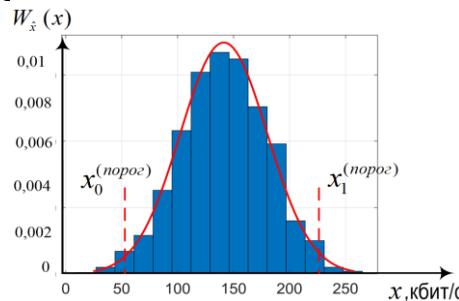


Рис. 4. Гистограмма распределения и аппроксимирующая плотность вероятности скорости передачи ПБД канала управления.

Основные числовые характеристики распределения представлены в таблице 2.

Таблица 2. Основные числовые характеристики распределения

Выборка (категория данных)	Объем выборки (N_{mp})	Статистическое среднее (m_x^*)	Статистическое СКО (σ_x^*)
ПБД канала управления	10000	140,2 кбит/с	37,9 кбит/с

Значение средней скорости передачи ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов находится в интервале рассчитанных пороговых значений $x_0^{(\text{порог})} = 52$ кбит/с и $x_1^{(\text{порог})} = 228,3$ кбит/с, что соответствует скорости передачи данных реального времени. Таким образом, передачи ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ относятся к трафику данных реального времени и передаются со скоростью передачи данных в пределах рассчитанных пороговых значений.

К трафику реального времени также относятся передачи речевых сообщений и видеоданных. Скорости передачи речевых сообщений и видеоданных также могут находиться в интервале пороговых значений скорости передачи ПБД канала управления [6]. Для передачи речевых сообщений и видеоданных наиболее широко применяется стандартизованный протокол RTP (Real-time Transport Protocol) в стеке протоколов IP/UDP/RTP на прикладном уровне ЭМВОС. Подавляющее большинство передач речевых данных и видеоданных в групповом цифровом потоке, передаваемых в стеке протоколов IP/UDP/RTP, классифицированы на первом этапе метода. Не идентифицированные потоки ПБД, передаваемые в стеке протоколов IP/UDP и обладающие статистическими свойствами передачи речевых сообщений, могут относиться к нестандартизованным протокольным блокам с мультиплексированием речевых данных на прикладном уровне. Вопросы идентификации структуры данных ПБД подробно рассматриваются в статье [7]. В дальнейшем, в рамках анализа ПБД неизвестных протоколов, полученных на подэтапе 2.1, возможность передачи речевых данных и видеоданных не рассматривается. Результатом подэтапа 2.1 метода является множество потоков не идентифицированных ПБД, обладающих статистическими характеристиками передачи ПБД канала управления и не являющимися ПБД передачи речевых данных и видеоданных.

На подэтапе 2.2 выполняется выявление ПБД канала управления на основе оценивания индикатора постоянства размеров сегментов ПБД канала управления. По результатам выполнения подэтапа 2.1 могут быть отобраны потоки не идентифицированных ПБД, обладающих схожими со статистическими характеристиками передачи ПБД канала управления, но не являющимися ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ. К ним могут относиться ПБД неидентифицированных протоколов управления, сигнализации и маршрутизации, обладающих сходными по статистическим параметрам передачи. Например, потоки ПБД протоколов DNS, ARP, ICMP, IGMP, IGRP, DHCP, RIP, SNMP и др. могут передаваться со скоростью передачи ПБД канала управления [8]. В связи с этим, для выявления ПБД канала управления необходимо рассмотреть статистические структурные особенности потоков ПБД канала управления.

В рамках предложенной модели формирования ПБД канала управления, ПБД состоит из заголовка и сегментов, содержащих данные о параметрах сигналов АТ [2]. Общая структура ПБД канала управления представлена на рисунке 5.



Рис. 5. Структура ПБД канала управления.

Количество сегментов в ПБД канала управления соответствует количеству одновременно функционирующих АТ на периоде одного кадра. В одном сегменте передаются данные о параметрах сигнала одного соответствующего АТ. Размеры сегментов, передаваемых в ПБД, остаются неизменными, так как каждому АТ определяется один и тот же набор параметров сигналов: несущая частота, тактовая частота, вид модуляционного кодирования [2]. Таким образом, размер информационной части, состоящей из сегментов ПБД канала управления почти всегда кратен размеру одного сегмента. Для оценивания постоянства размеров сегментов ПБД канала управления предлагается использовать выражения:

$$\hat{L}_{W_j} = L_z + \hat{n} \cdot L_j^{(c)}, j = \overline{1, J}; \quad (2)$$

$$\hat{\mu}_j^{(инд)} = \left| (\hat{L}_{W_j} - L_z) - L_j^{(c)} \cdot \left\lfloor (\hat{L}_{W_j} - L_z) / L_j^{(c)} \right\rfloor \right|; \quad (3)$$

$$\left\{ \hat{\mu}_i^{(инд)} \right\} = \bigcup_{j=1}^J \hat{\mu}_j^{(инд)}; \quad (4)$$

где \hat{L}_{W_j} – размер j -ого ПБД; L_z – размер заголовка ПБД канала управления; $L_j^{(c)}$ – размер сегмента j -ого ПБД; \hat{n} – количество сегментов в ПБД; $\hat{\mu}_j^{(инд)}$ – значение индикатора постоянства j -ого ПБД; $\left\{ \hat{\mu}_i^{(инд)} \right\}$ – множество значений индикаторов ПБД i -ого потока ПБД.

В результате расчетов значений индикаторов постоянства размеров сегментов ПБД канала управления ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ и ПБД других протоколов управления, сигнализации и маршрутизации, было получено пороговое значение $\mu_0^{(порог)} = 3$ байт индикатора потока ПБД, при превышении которого принимается решение о передаче ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ. График плотности распределения значений индикаторов представлены на рисунке 6.

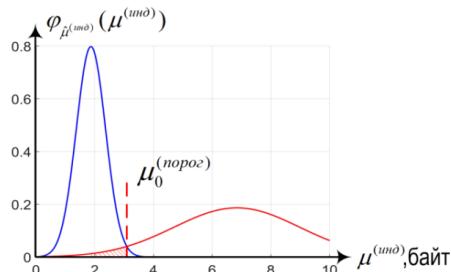


Рис. 6. Плотность распределения значений индикаторов постоянства размеров сегментов ПБД канала управления и других ПБД.

Таким образом, в подэтапе 2.2 метода выполняется выявление ПБД канала управления на основе оценивания индикатора постоянства размеров сегментов ПБД. Результатом подэтапа является множество отобранных потоков не идентифицированных ПБД, обладающих статистическими характеристиками передачи ПБД канала управления в соответствии с рассчитанными пороговыми значениями скорости передачи данных и индикаторов постоянства размеров сегментов.

На подэтапе 2.3 выполняется выявление ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ на основе оценивания энтропии информационной части ПБД отобранных потоков ПБД. По результатам выполнения предыдущих этапов метода могут быть отобраны потоки не идентифицированных ПБД, обладающих схожими со статистическими характеристиками передачи ПБД канала управления и имеющими схожую структуру, но не являющимся ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ. Пример цифрового потока неидентифицированных ПБД, обладающих статистическими характеристиками, схожими с характеристиками потока ПБД канала управления представлен на рисунке 7. Неидентифицированные ПБД передаются со скоростью передачи данных в пределах скорости передачи данных ПБД канала управления и обладают размерами кратными размерам сегментов ПБД.

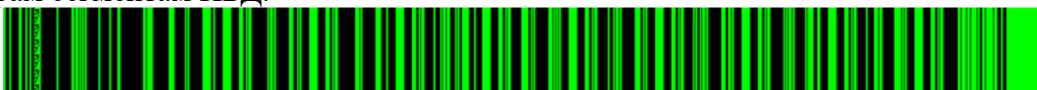


Рис. 7. Фрагмент цифрового потока неидентифицированных ПБД, обладающих статистическими характеристиками, схожими с характеристиками потока ПБД канала управления.

При этом значения энтропии передаваемых ПБД стремятся к нулю, так как параметры структурных элементов ПБД остаются неизменными. При этом, параметры сигналообразования АТ ССС относятся к быстроизменяющимся параметрам, текущие параметры сигналов передаются в каждом ПБД. Таким образом, энтропия фрагментов сегментов потока ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов должна иметь не нулевые значения. Анализ энтропии подканалов цифрового потока ПБД канала управления проводится с помощью окна анализа размером равным 1 байту. Размер окна анализа выбирается с учетом размеров структурных элементов ПБД канала управления. Минимальный размер структурных элементов ПБД канала управления равен 1 байту [2].

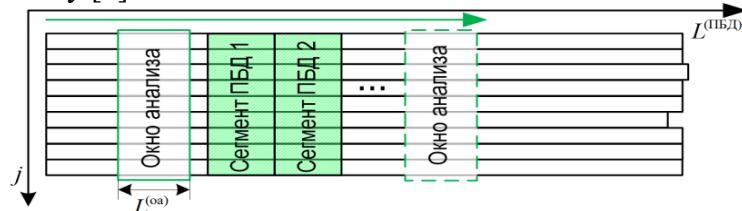


Рис. 8. Анализ энтропии фрагментов цифрового потока ПБД с помощью окна анализа.

Пример фрагмента цифрового потока ПБД канала управления и выделенный подканал ПБД представлены на рисунке 9.

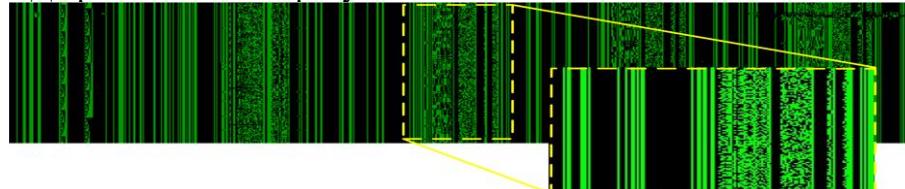


Рис. 9. Фрагмент цифрового потока ПБД канала управления и выделенного подканала ПБД.

В результате исследования энтропии подканалов цифрового потока ПБД канала управления различных ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ было рассчитано пороговое значение $h_0^{(nop)} = 0,6$, при превышении которого принимается решение о соответствии потоку ПБД канала управления динамическим изменением параметров сигналов АТ.

На третьем этапе метода принимается решение о выявлении ПБД канала управления. Если по результатам выполнения предыдущих этапов были отобраны потоки ПБД, то принимается решение о выявлении ПБД канала управления в групповом цифровом потоке ЦЗС. Для дальнейшей идентификации ПБД необходимо определять структуру и параметры структурных элементов анализируемых ПБД. Разработанный метод выявления ПБД канала управления обеспечивает вероятность ошибки принятия решения при выявлении ПБД канала управления не хуже 0,015 при длительности требуемого интервала наблюдения потока анализируемого ПБД не менее 200 секунд.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предлагаемый метод состоит из трех этапов, основан на анализе статистических характеристик передачи ПБД канала управления и обеспечивает выявление ПБД канала управления в групповом цифровом потоке ЦЗС ССС с динамическим изменением параметров сигналов АТ.

ЛИТЕРАТУРА

- Сомов А. М., Корнев С.Ф. Спутниковые системы связи: Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2019. – 244 с.

2. Кудрин А. В., Никитин Г. В., Шишгалов А. В Модель формирования протокольных блоков данных управляющих сообщений канала управления динамическим изменением параметров сигналов абонентских терминалов. // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2023. – № 10.
3. Шелухин О. И., Ерохин С. Д., Ванюшина А. В. Классификация IP-трафика методами машинного обучения. – М.: Горячая линия – Телеком, 2021. - 284 с.
4. Гетьман А. И, Евстропов Е.Ф. , Маркин Ю. В. Анализ сетевого трафика в режиме реального времени: обзор прикладных задач, подходов и решений. // Препринт ИСП РАН. – 2015. – Т. 28 – С.1-52.
5. Степанов С. Н. Теория телетрафика: концепции, модели, приложения. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 868 с.
6. Кудрин А. В., Никитин Г. В., Шишгалов А. В Информативный признак определения категории передаваемых данных в высокоскоростных сетях передачи информации. // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2021. № 11.
7. Никитин Г. В., Кудрин А. В., Семенюк С. С., Шишгалов А. В Метод идентификации структуры протокольных блоков с мультиплексированием речевых данных на прикладном уровне. // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. – 2023. – № 1-2(175-176). – С. 27-34.
8. Roughan, M., Sen S., Spatscheck O., Duffield N. Class-of-Service Mapping for QoS: A Statistical Signature-based Approach to IP Traffic Classification. // Conference: Proceedings of the 4th ACM SIGCOMM Conference on Internet Measurement 2004, October 25-27, 2004. – Taormina, Italy, 2004. – 135-148 p.

REFERENCE

1. Somov A.M., Kornev S.F. Satellite communication systems: Textbook for universities. – М.: Hotline – Telecom, 2019. –244 p.
2. Kudrin A.V., Nikitin G.V., Shishkalov A.V. Model for the formation of protocol data blocks of control messages of the control channel for dynamic changes in the parameters of subscriber terminal signals. // Journal of Radioelectronics [electronic journal]. – 2023. – No. 10.
3. Shelukhin O. I., Erokhin S. D., Vanyushina A. V. Classification of IP traffic using machine learning methods. – М.: Hotline – Telecom, 2021. - 284 p.
4. Getman A. I, Evstropov E. F. , Markin Yu. V. Analysis of network traffic in real time: a review of applied problems, approaches and solutions. // Preprint ISP RAS. – 2015. – Т. 28 – P.1-52.
5. Stepanov S. N. Teletraffic theory: concepts, models, applications. – М.: Hotline – Telecom, 2015. – 868 p.
6. Kudrin A.V., Nikitin G.V., Shishkalov A.V. An informative sign for determining the category of transmitted data in high-speed information transmission networks. // Journal of Radioelectronics [electronic journal]. – 2021. No. 11.
7. Nikitin G. V., Kudrin A. V., Semenyuk S. S., Shishkalov A. V. Method for identifying the structure of protocol blocks with multiplexing of speech data at the application level. // Questions of defense technology. Episode 16: Technical means of countering terrorism. – 2023. – No. 1-2(175-176). – pp. 27-34.
8. Roughan, M., Sen S., Spatscheck O., Duffield N. Class-of-Service Mapping for QoS: A Statistical Signature-based Approach to IP Traffic Classification. // Conference: Proceedings of the 4th ACM SIGCOMM Conference on Internet Measurement 2004, October 25-27, 2004. – Taormina, Italy, 2004. – 135-148 p.

МЕТОДИКА АДАПТАЦИИ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНОГО РАЗЛИЧИТЕЛЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ

С.В. Овсянников¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассмотрена методика адаптации негауссовского различителя цифровых сигналов в условиях воздействия частично поляризованных помех. Предложенная методика может использоваться в цифровых системах дальней радиосвязи.

Ключевые слова: демодуляция, радиосвязь, поляризация, электромагнитные волны.

A TECHNIQUE FOR ADAPTING AN ASYMPTOTICALLY OPTIMAL DIGITAL SIGNAL DISCRIMINATOR UNDER THE INFLUENCE OF PARTIALLY POLARIZED INTERFERENCE

S.V. Ovsyannikov¹

¹MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The article considers a technique for adapting a non-Gaussian digital signal discriminator under the influence of partially polarized interference. The proposed technique can be used in digital long-range radio communication systems.

Keywords: demodulation, radio communication, polarization, electromagnetic waves.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время дальняя радиосвязь продолжает сохранять важную роль в обеспечении устойчивого и непрерывного управления войсками [1]. Это объясняется следующими ее преимуществами: оперативность установления прямой связи на большие расстояния (до 2000 км [2]), простота организации радиосвязи с подвижными объектами и т.д. В то же время дальней радиосвязи присущ ряд недостатков, среди которых одно из основных мест занимает подверженность воздействию большому количеству естественных и организованных помех. Это снижает помехоустойчивость цифровых систем дальней радиосвязи и уменьшает эффективность их применения.

Таким образом, повышение помехоустойчивости систем дальней радиосвязи является актуальной задачей. Одним из решений является использование поляризационных и статистических различий в структурах сигналов и помех [3]. Необходимость учета многообразия помеховых ситуаций вынуждает при этом или использовать несколько каналов обработки, каждый из которых оптимизирован под конкретную с точки зрения статистической и поляризационной структур помеху, или использовать для построения различителя обобщенную статистическую модель и предварительно производить адаптацию в зависимости от помеховой ситуации. Второй вариант более предпочтителен, так как позволяет упростить и удешевить устройство в целом за счет сокращения каналов обработки сигналов.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Из [3] известно, что частично поляризованные сигналы и помехи можно представить с помощью 4-х мерного вектора квадратурных составляющих ортогонально поляризованных компонент:

$$\mathbf{X} = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4)^T \quad (1)$$

На вход приемника поступает аддитивная смесь узкополосной помехи и флюктуирующего полезного сигнала:

$$\mathbf{u}(t) = \boldsymbol{\mu}(t)\mathbf{s}_i(t) + \mathbf{n}(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (2)$$

где $\mathbf{s}_i(t)$ – полезный полностью поляризованный сигнал; $i = 1 \dots M$, M – количество используемых сигналов; $\boldsymbol{\mu}(t)$ – коэффициент передачи канала связи; $\mathbf{n}(t)$ – полностью неполяризованная аддитивная помеха; T – тактовый интервал, равный длительности сигнала. В дальнейшем для упрощения записи символ t будет опущен.

Наиболее часто флюктуации принимаемой смеси (2), в предположении постоянного коэффициента передачи канала, описываются гауссовской плотностью вероятности [3]:

$$P_4(\mathbf{u}) = \frac{1}{4\pi^2\sigma_1 \dots \sigma_4 \sqrt{D}} \exp\left(-\frac{1}{2D} \sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{ij} \frac{(u_h - s_{ih})(u_j - s_{ij})}{2\sigma_h \sigma_j}\right) \quad (3)$$

где параметры s_{ih} и s_{ij} описывают квадратурные составляющие ортогонально поляризованных компонент монохроматической волны и представляют собой квадратурные составляющие полезного сигнала; D – определитель нормированной корреляционной матрицы следующего вида:

$$R = \begin{pmatrix} 1 & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ r_{21} & 1 & r_{23} & r_{24} \\ r_{31} & r_{32} & 1 & r_{34} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} & 1 \end{pmatrix}, \quad r_{ij} = r_{ji} \quad (4)$$

где r_{ij} – нормированные коэффициенты корреляции между квадратурными составляющими; D_{ij} – алгебраическое дополнение элемента r_{ij} определителя D .

Однако данные экспериментальных исследований свидетельствуют, что помехи часто носят негауссовский характер. Поэтому применение выражения (3) не всегда является правомерным.

В работе [4] для описания флюктуаций принимаемой смеси (2) предлагается использовать плотность распределения вероятности (ПРВ) следующего вида:

$$P_4(\mathbf{u}) = \frac{c \prod_{m=1}^4 \sqrt{\beta_m} \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_i \beta_j} (u_h - s_{ih})(u_j - s_{ij}) \right)^{\alpha c - 1}}{\pi^2 \Gamma\left(\alpha + \frac{1}{c}\right) D^{\alpha c - 0.5}} \times \\ \times \exp\left\{-\frac{1}{D^c} \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_i \beta_j} (u_h - s_{ih})(u_j - s_{ij}) \right)^c\right\} \quad (5)$$

где $\alpha > 0, c > 0$ – параметры формы; β_m – параметры масштаба; параметры s_{ih} , s_{ij} , D , D_{ij} имеют тот же смысл, что и для распределения (3).

На основе модели (5) был синтезирован адаптивный асимптотически оптимальный различитель, построенный путем разложения в ряд логарифма отношения правдоподобия:

$$\Lambda_i = \sum_{k=1}^N K_{heg}(\mathbf{u}_k) \sum_{j=1}^4 K_{pol}(\mathbf{u}_k)_j s_{ijk}, \quad (6)$$

где $K_{heg}(\mathbf{u}_k)$ – коэффициент негауссности, который характеризует насколько, воздействующая на вход приемного устройства помеха, отличается от гауссовой:

$$K_{heg}(\mathbf{u}_k) = \frac{c}{D^c} \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} u_{hk} u_{jk} \right)^{c-1} - \\ - (\alpha c - 1) \left(\sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^4 D_{hj} \sqrt{\beta_h \beta_j} u_{hk} u_{jk} \right)^{-1} \quad (7)$$

$$K_{pol}(\mathbf{u}_k)_1 = D_{11}u_{1k}\beta_1 + D_{12}u_{2k}\sqrt{\beta_1\beta_2} + D_{13}u_{3k}\sqrt{\beta_1\beta_3} + D_{14}u_{4k}\sqrt{\beta_1\beta_4}; \\ K_{pol}(\mathbf{u}_k)_2 = D_{22}u_{2k}\beta_2 + D_{21}u_{1k}\sqrt{\beta_1\beta_2} + D_{23}u_{3k}\sqrt{\beta_2\beta_3} + D_{24}u_{4k}\sqrt{\beta_2\beta_4}; \\ K_{pol}(\mathbf{u}_k)_3 = D_{33}u_{3k}\beta_3 + D_{31}u_{1k}\sqrt{\beta_1\beta_3} + D_{32}u_{2k}\sqrt{\beta_2\beta_3} + D_{42}u_{2k}\sqrt{\beta_2\beta_4}; \\ K_{pol}(\mathbf{u}_k)_4 = D_{44}u_{4k}\beta_4 + D_{41}u_{1k}\sqrt{\beta_1\beta_4} + D_{43}u_{3k}\sqrt{\beta_4\beta_3} + D_{42}u_{2k}\sqrt{\beta_2\beta_4}. \quad (8)$$

Указанные выше $K_{heg}(\mathbf{u}_k)$ и $K_{pol}(\mathbf{u})_j$ вместе образуют характеристику блока нелинейного преобразования (БНП), соответствующему j -му квадратурному каналу обработки.

Поскольку неизвестные параметры обобщенной вероятностной модели (5) определяют вид характеристики БНП квадратурных компонент, то параметрическая адаптация асимптотически оптимального различителя цифровых сигналов на фоне узкополосных негауссовых частично поляризованных помех заключается в адаптации характеристики БНП квадратурных компонент.

Новизна предлагаемого подхода в обработке сигнала на входе приемника, когда одновременно учитываются его поляризационные и статистические (негауссовые) свойства, обуславливает методику адаптации характеристики БНП, которая производится в соответствии со структурной схемой, представленной на рисунке 1.

Очередная выборка оцифрованной смеси сигнала и помехи (2) поступает в блок 1, где вычисляются выборочные моменты первого порядка m_i^* в соответствии с выражением:

$$m_i^* = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N u_{ki} \quad (9)$$

В блоке 2 вычисляются выборочные значения параметров масштаба в соответствии с выражением:

$$\beta_i^* = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (u_{ki} - m_i^*)^2 \quad (10)$$

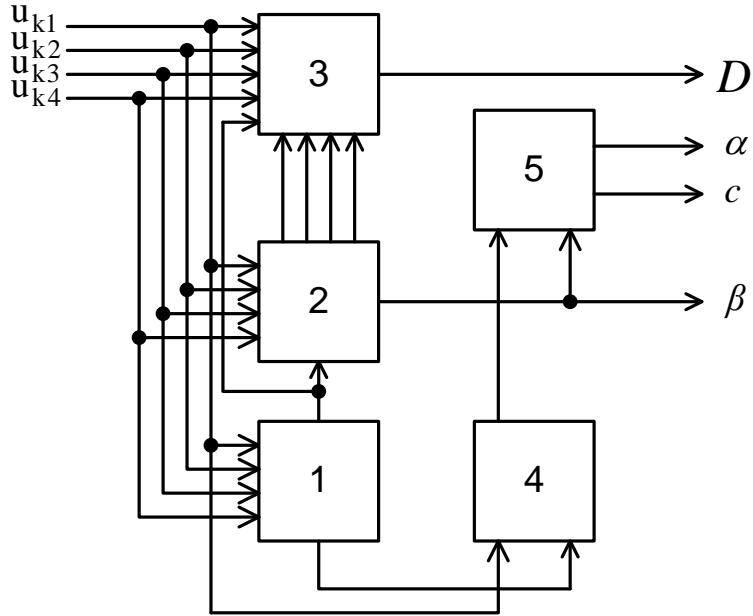


Рис. 1. Структурная схема адаптации БНП

В блоке 3 сначала вычисляются выборочные значения корреляционной матрицы (4):

$$R_{ij}^* = \frac{1}{N^2 \beta_i^* \beta_j^*} \sum_{k=1}^N \sum_{h=1}^N (u_{ik} - m_i^*)(u_{jh} - m_j^*), \quad (11)$$

а затем на основе известных выражений [5] соответствующие алгебраические дополнения D_{ij} .

В блоке 4 вычисляются 2-й и 3-й выборочные абсолютные центральные моменты:

$$M_{iav}^* = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |u_{ik} - m_i^*|^\nu, \quad (12)$$

которые поступают в блок 5, где вычисляются значения параметров формы α и c путем решения системы нелинейных уравнений:

$$\begin{aligned} M_{ia2} &= \frac{\Gamma\left(\alpha + \frac{2}{c}\right)}{\Gamma(\alpha + c) 4 \beta_i}; \\ M_{ia3} &= \frac{\Gamma\left(\alpha + \frac{1,5}{c}\right)}{\Gamma\left(\alpha + \frac{1}{c}\right) 6 \beta_i^{1,5}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Для оценки сходимости оценок параметров в соответствии с предложенной методикой выясним, как зависит среднеквадратическая ошибка (СКО) этих оценок от размера выборки квадратурных составляющих ортогонально поляризованных компонент частично поляризованной волны. Для этого используем гауссовскую помеху, у которой параметры α и c равны 1, а корреляционная матрица и параметры масштаба произвольны. По результатам моделирования построены графики, представленные на рисунке 2.

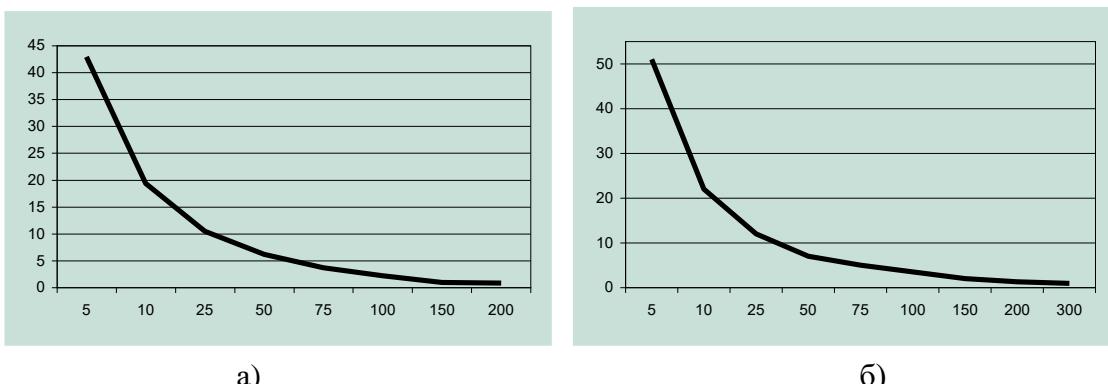


Рис. 2. Изменение среднеквадратической ошибки оценки параметром БНП в зависимости от размера выборки

На рисунке 2а представлена зависимость СКО оценки алгебраических дополнений D_{ij} , а на рисунке 2б – параметров α и c . Как видно из графиков уже при 150 отсчетах ошибка составляет менее 5%, что говорит о достаточной скорости адаптации для применения в системах дальней радиосвязи.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье предложена методика адаптации негауссовского различителя цифровых сигналов в условиях воздействия частично поляризованных помех. Анализ результатов моделирования процесса адаптации показал возможность использования предложенной методики в цифровых системах дальней радиосвязи

ЛИТЕРАТУРА

1. Военная КВ радиосвязь: достижения, направления совершенствования (по материалам зарубежной печати). Краткий текст лекций. В.Ф. Камарович, В.Г. Романенко. – Л.: ВАС, 1989. – 34 с.
2. Головин О.В. и др. Радиосвязь / Под ред. проф. О.В. Головина, 2-е изд. – М.: Горячая линия - Телеком, 2003 г. – 378 с.
3. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
4. Карпов И.Г. Методы обобщенного вероятностного описания и идентификации негауссовских случайных величин и процессов. – Тамбов: ТВАИИ, 2002. – 170 с.
5. Бронштейн И.Н., Семендейев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. – М.: Наука, 1989. – 976 с.

REFERENCES

1. Military HF radio communication: achievements, areas of improvement (based on materials from the foreign press). Short text of lectures. V.F. Kamarovich, V.G. Romanenko. – L.: VAS, 1989. – 34 p.
2. Golovin O.V. et al. Radio communication / Edited by prof. O.V. Golovin, 2nd ed. – M.: Hotline - Telecom, 2003 – 378 p.
3. Rodimov A.P., Popovsky V.V. Statistical theory of polarization-time processing of signals and interference in communication lines. – M.: Radio and Communications, 1984. – 272 p.
4. Karpov I.G. Methods of generalized probabilistic description and identification of non-Gaussian random variables and processes. Tambov: TVAI, 2002. 170 p
5. Bronstein I.N., Semendyaev K.A. Handbook of Mathematics for engineers and students of higher education institutions. – M.: Nauka, 1989. – 976 p.

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНОГО БЛОЧНОГО МНОГОУРОВНЕВОГО КОДА С НИЗКОЙ СЛОЖНОСТЬЮ ДЕКОДИРОВАНИЯ

М. В. Хорошайлова¹, И.В. Свиридова¹, И.В. Остроумов¹

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

Аннотация. В этой статье представлен метод сортировки кода для построения длинных высокопроизводительных блочных и сверточных многоуровневых кодов типа QC-LDPC с использованием декодера с фиксированной точкой пониженной сложности. Результаты моделирования блока с длиной кода $N = 261924$ и кодами MET QC-LDPC, эквивалентной длиной блока $N = 785772$, построенного с использованием имитационного отжига базовой матрицы при 32 итерациях, показывают, что $Eb/No = 2,56$ dB, $Eb/No = 2,478$ dB ниже коэффициента битовых ошибок 10^{-15} , соответственно.

Ключевые слова: скорость передачи данных, квазициклический низкоплотностный код, протограф, предела Шеннона

A METHOD FOR CONSTRUCTING HIGH-PERFORMANCE BLOCK MULTILEVEL CODE WITH LOW DECODING COMPLEXITY

M. V. Khoroshailova¹, I.V. Sviridova¹, I.V. Ostroumov¹

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

Abstract. This article presents a code sorting method for constructing long, high-performance block and convolutional multi-level codes of the QC-LDPC type using a fixed-point decoder of reduced complexity. The results of modeling a block with code length $N = 261924$ and MET QC-LDPC codes equivalent to block length $N = 785772$, constructed using simulated annealing of the base matrix at 32 iterations, show that $Eb/No = 2.56$ dB, $Eb/No = 2.478$ dB is lower than the bit error coefficient of 10^{-15} , respectively.

Keywords: data transfer rate, quasi-cyclic low-density code, protograph, Shannon limit

1. ВВЕДЕНИЕ

Конструкция многоуровневых кодов является обобщением решетчато-кодовой модуляции и позволяет построить код длины n над некоторым алфавитом A на базе нескольких компонентных (обычно двоичных) кодов той же длины. Блочные сверточные многоуровневые коды (MET) низкой плотности проверки на четность (LDPC) обобщают класс нерегулярных LDPC-кодов. Применение такого MET-LDPC-кода позволяет произвести точную оценку порога итеративного декодирования в соответствии со структурами протографа. Протографом называется граф Таннера с небольшим числом вершин, соединенных небольшим числом ребер [1]. Ребра графа MET-LDPC-кодов из переменного узла имеют специальный тип, определенный в соответствии со структурами, связанными через матрицу циркулирующих перестановок (МЦП). Это определяет указанный граф из общего набора. Каждый тип ребра имеет различное распределение сообщений при каждой итерации метода декодирования.

Чтобы получить мягкий итерационный декодер с линейной сложностью, который называется min-sum декодер, применяется правило аппроксимации Якоби для циклического распространения доверия (Sum-product декодер). Декодер с минимальной суммой решает задачу маргинализации факторного графа LDPC с линейной сложностью, зависящей от числа итераций и чисел проверок на четность [2].

2. ПРОСТРАНСТВЕННО-СВЯЗАННЫЙ СВЕРТОЧНЫЙ QC-LDPC-КОД

Квазициклический низкоплотностный код (QC-LDPC) описывается матрицей проверки четности H , которая состоит из квадратичных блоков, которые могут быть либо нулевой матрицей, либо матрицами циркулирующих перестановок. Пусть $P = (P_{ij})$ - матрица циркулирующих перестановок $L \times L$, определяемая

$$P_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } i+1 \equiv j \pmod L \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}. \quad (1)$$

Тогда P^k – это матрица циркулирующих перестановок (МЦП), которая сдвигает единичную матрицу I вправо в k раз для любого k , $0 \leq k \leq L - 1$. Для простоты обозначения обозначим нулевую матрицу через P^∞ . Обозначим множество $\{\infty, 0, 1, \dots, L-1\}$ через A_L .

Пусть матрица H размера $mL \times nL$ определяется следующим образом

$$H = \begin{bmatrix} P^{a_{11}} & P^{a_{12}} & \dots & P^{a_{1n}} \\ P^{a_{21}} & P^{a_{22}} & \dots & P^{a_{2n}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P^{a_{m1}} & P^{a_{m2}} & \dots & P^{a_{mn}} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $a_{ij} \in A_L$. Далее назовем L циркуляционным размером H , а код C с матрицей проверки четности H будет называться кодом QC-LDPC. Пусть $E(H) = (E_{ij}(H))$ - матрица показателей H , заданная формулой

$$E(H) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1} & a_{m2} & \cdots & a_{mn} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

т.е. $E_{ij}(H) = a_{ij}$. Исходная матрица, матрица, граф которой $M(H)$ представляет собой двоичную матрицу $m \times n$, полученную путем замены -1 и других целых чисел на 0 и 1 соответственно в $E(H)$. Если в графе Таннера $M(H)$ есть цикл длиной $2l$, он называется блочным циклом длиной $2l$. Любой блочный цикл в $M(H)$ длиной $2l$ соответствует как последовательности $2l$ МЦП $\{P^{a_1}, P^{a_2}, \dots, P^{a_{2l}}\}$ в H , так и последовательности $2l$ целых чисел $\{a_1, a_2, \dots, a_{2l}\}$ строка (H), которая будет называться цепочкой экспонент.

Пространственно связанный код MET QC-LDPC, созданный путем объединения серии L непересекающихся или несвязанных блочных кодов MET QC-LDPC в единую связанную цепочку посредством операции расширения ребер показан на рис. 1.

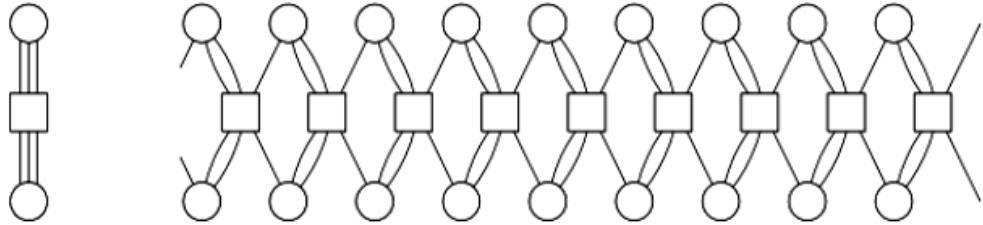


Рис. 1. Пример протографа и пространственно связанного множества протографов

$A(W, C, N, L)$ – «кусающий хвост» (tail-biting) пространственный QC-LDPC-код $C(H)$ длины W , кратной L , кратной N , определяется базовой матрицей проверки четности

$$H = \begin{bmatrix} A_{0,0} & A_{1,0} & \cdots & A_{WL-1,0} \\ A_{0,1} & A_{1,1} & \cdots & A_{WL-1,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{0,CL-1} & A_{1,CL-1} & \cdots & A_{WL-1,CL-1} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $0 \leq i \leq CL - 1, 1 \leq j \leq WL - 1$ и МЦП $A_{i,j}$ представляет либо $N \times N$ нулевую матрицу Z , либо $N \times N$ матрицу циклических перестановок $I(r_{i,j})$, получается путем циклического сдвига вправо $N \times N$ единичной матрицы $I(0)$ на $r_{i,j}$ позиций. Обозначим МЦП-столбцом i -й столбец $A_{0,i}, A_{1,i}, \dots, A_{CL-1,i}$.

Для конкретной пространственной пары, удовлетворяющей коду QC-LDPC, определяем соответствующую матрицу МПЦ-сдвигов как матрицу циклического сдвига, которая определяет код QC-LDPC:

$$B = \begin{bmatrix} b_{0,0} & b_{1,0} & \cdots & b_{WL-1,0} \\ b_{0,1} & b_{1,1} & \cdots & b_{WL-1,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{0,C-1} & b_{1,C-1} & \cdots & b_{WL-1,C-1} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Определим вектор D сдвигов, как показано на рис. 2: $D^T = [d_0, d_1, \dots, d_{C-1}]$, с условиями $d_0 = 0; d_i < d_j$, если $i < j, \forall i \neq j$. Если $\frac{W}{C}$ целое число, вектор D может быть

определен как $d_i = \frac{iW}{C}$.

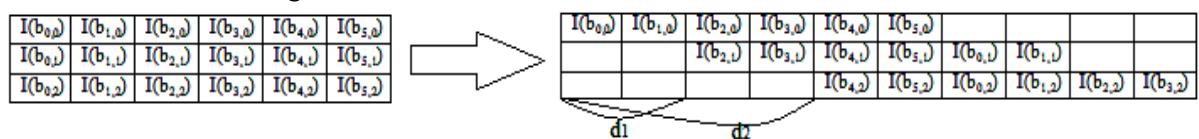


Рис. 2. МПЦ-блок $W \times C$ циркуляций $A(b_{i,j})$, сдвинутый на значения вектора D

Квазициклические структуры накладывают ограничение на свойства графа и кода: существует связь между значениями степени внешнего сообщения, которые могут быть достигнуты с помощью увеличенного протографа, и порогом итеративного

декодирования (корреляции между переменным узлом). Это причина, по которой порог итеративного декодирования не может быть достигнут с достаточной степенью для предотвращения ошибок-свойства графа нижнего уровня из-за ограничения структур материнской матрицы и размера матрицы циркулирующих перестановок L .

Для каждого переменного узла степени не больше m строится дерево глубиной n , $(m; n)$ -деревовидный импульс ошибки подается на вход итеративного декодера. Чтобы создать импульс ошибки Коула, $m; n$ -дерево переменных узлов в подграфе делится на два подмножества: те, которые принадлежат подмножеству импульсов ошибки, и те, которые не принадлежат.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Используя предложенный метод, строим базовую матрицу кода MET-LDPC размером 92×20 , максимальный вес столбца 17, с весом одного циркулянта, скорость кодирования 0,8, переменные узлы имеют порог итеративного декодирования $E_b/N_0 = 2,333$ дБ при 200 итерациях на $BER < 10^{-15}$, 0,289 дБ от предела Шеннона. Метод выборки важности Коулса предсказывает минимальное значение ошибки на уровне $BER \approx 10^{-16}$. Результаты моделирования кода блока MET QC-LDPC с длиной кода $N = 261924$ и кодов MET QC-LDPCC, эквивалентной длины блока $N = 785772$, построенных с использованием имитационного отжига базовой матрицы при 32 итерациях по каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) с модуляцией QPSK, показывают $E_b/N_0 = 2,56$ дБ, $E_b/N_0 = 2.478$ дБ ниже $BER 10^{-15}$, соответственно, как показано на рис. 3.

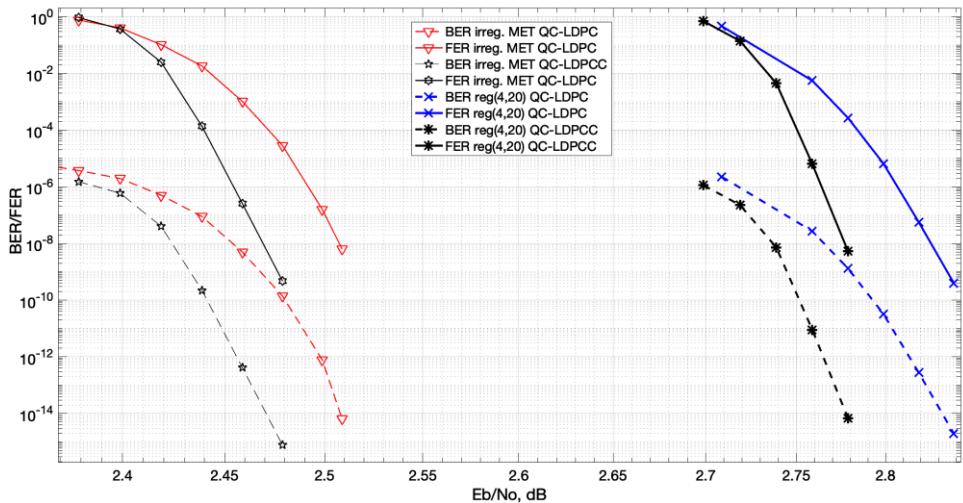


Рис. 3. Результаты моделирования блочных и сверточных кодов MET QC-LDPC, построенных с использованием предложенного метода

Результаты моделирования для всех точек, выполненных путем сбора не менее 100 ошибок блока, за исключением последней, для которой собрали 15 ошибок блока. Для кодов MET QC-LDPC, моделируемых последовательностью битов, по меньшей мере, на одну величину больше битов по сравнению с блочными кодами MET QC-LDPC.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен метод сортировки кода для построения длинных высокопроизводительных блоков и кодов MET QC-LDPC в декодере. Метод позволяет построить небольшой протограф с итеративным пороговым отклонением декодера менее 0,3 дБ от предела Шеннона. Моделирование блочного и сверточного кодов при 32 итерациях показывает разрыв в 0,52 дБ и 0,438 дБ от предела Шеннона соответственно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высокогоуровневого синтеза / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 2. – С. 99-105.
2. S. Hu, L. Mi, T. Zhou, and W. Chen, “35.88 attenuation lengths and 3.32 bits/photon underwater optical wireless communication based on photon-counting receiver with 256-ppm,” *Opt. Express*, vol. 26, no. 17, pp. 21 685–21 699, Aug 2018.
3. K. Yiannopoulos, N. C. Sagias, and A. C. Boucouvalas, “Average error probability of an optically pre-amplified pulse-position modulation multichannel receiver under malaga-m fading,” *Applied Sciences*, vol. 10, no. 3, 2020.
4. Хорошайлова М.В. Архитектура для стохастических LDPC-декодеров с использованием эффективной площади кристалла на основе ПЛИС / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 1. – С. 95-100.

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. S. Hu, L. Mi, T. Zhou, and W. Chen, “35.88 attenuation lengths and 3.32 bits/photon underwater optical wireless communication based on photon-counting receiver with 256-ppm,” Opt. Express, vol. 26, no. 17, pp. 21 685–21 699, Aug 2018.
3. K. Yiannopoulos, N. C. Sagias, and A. C. Boucouvalas, “Average error probability of an optically pre-amplified pulse-position modulation multichannel receiver under malaga-m fading,” Applied Sciences, vol. 10, No. 3, 2020.
4. Khoroshailova M.V. Architecture for stochastic LDPC decoders using the effective crystal area based on FPGA / M.V. Khoroshailova // Bulletin of the Voronezh State Technical University. - 2018. – Vol. 14. No. 1. – pp. 95-100.

МЕТОДИКА ПРИЕМА И ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С КОМПЕНСАЦИЕЙ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ

М. С. Иванов, А. В. Леньшин, А. Д. Стрельников

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

Аннотация. Предложен вариант повышения пропускной способности и помехоустойчивости сети воздушной радиосвязи (BCPC) за счет использования методики приема и демодуляции сигналов BPSK (QPSK) с компенсацией неортогональных, имитационных помех, представляющих собой полезные сигналы соседних линий радиосвязи. Приведены результаты испытаний на помехоустойчивость и оценки вероятности ошибки демодуляции сигналов в каналах с имитационными помехами и белым гауссовским шумом.

Ключевые слова: сеть воздушной радиосвязи, помехоустойчивость, неортогональные сигналы, демодуляция, компенсация помех, имитационная помеха.

A TECHNIQUE FOR RECEIVING AND DEMODULATING SIGNALS IN AN AERIAL RADIO NETWORK WITH COMPENSATION FOR NON-ORTHOGONAL SIMULATED INTERFERENCE

M. S. Ivanov, A.V. Lenshin, A.D. Strelnikov

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. An option is proposed to increase the bandwidth and noise immunity of the air radio communication network (ARCN) by using the technique of receiving and demodulating BPSK (QPSK) signals with compensation for non-orthogonal, simulated interference, which are useful signals of neighboring radio communication lines. The results of noise immunity tests and estimates of the probability of signal demodulation error in channels with simulated interference and white Gaussian noise are presented.

Keywords: aerial radio communication network, noise immunity, non-orthogonal signals, demodulation, interference compensation, simulated interference.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время стремительно возрастает роль авиации Воздушно-космических сил (ВКС) для отстаивания геополитических интересов Российской Федерации (РФ). Одновременно с возрастанием интенсивности боевого применения воздушных судов (ВС) авиации ВКС выявляются проблемные технические аспекты их эксплуатации и управления. Развитие современных воздушных сетей радиосвязи (BCPC) и увеличение количества одновременно функционирующих радиоэлектронных средств, ведут к постоянному усложнению сигнально-помеховой обстановки на входах приемных устройств и обострению проблемы помехоустойчивости [1].

С проблемами помехозащищенности и помехоустойчивости тесно связаны задачи обеспечения пропускной способности BCPC, увеличения скорости передачи данных, поиска возможностей повторного использования доступных участков спектра, необходимых для развития BCPC. Эффективность работы BCPC определяется не только мешающими воздействиями, но и взаимными помехами одновременно работающих радиосредств, среди которых большую долю составляют мощные имитационные

помехи (ИП), представляющие собой полезные сигналы других линий радиосвязи и абонентов, которые являются аддитивными, коррелированными, неортогональными (имитационными) помеховыми сигналами [2, 3].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Современные и перспективные средства радиосвязи воздушного эшелона системы связи ВС РФ не могут обеспечить необходимую пропускную способность сети для организации управления летательных аппаратов (ЛА) (беспилотных летательных аппаратов (БЛА)) и передачи больших объемов разведывательных данных с ЛА (БЛА) на театре военных действий (ТВД). Решением этой задачи может стать применение методов повышения спектральной эффективности линии радиосвязи (ЛРС), а, следовательно, и пропускной способности сети в целом.

Повышение скорости передачи данных в СВРС, за счет применения неортогональных конструкций сигналов, возможно рассматривать только при условии гарантированного приема полезных неортогональных сигналов, с вероятностью ошибки на бит (BER) не ниже значения 10^{-3} , поэтому необходимо оценивать влияние сигналов соседних каналов, как воздействие неортогональных, ИП, подобных полезному сигналу, рассматриваемой ЛРС по форме, частотно-временной структуре (коду), амплитудным, частотным, временным, фазовым, пространственным и поляризационным параметрам, приводящих к существенному снижению помехоустойчивости приема сигналов и понижению пропускной способности СВРС в целом.

В работе [4] рассмотрены спектрально-эффективные сигналы с неортогональным частотным уплотнением. Приведены алгоритмы и оценки потенциальной помехоустойчивости систем передачи данных, использующих сигналы с неортогональным частотным уплотнением. В статье [5] рассмотрен алгоритм приема спектрально-эффективных сигналов с неортогональным частотным уплотнением в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Получены зависимости вероятностей искажения символов, передаваемых SEFDM-сигналом с квадратурной фазовой манипуляцией в условиях воздействия АБГШ.

Сигнально-кодовые конструкции на основе одночастотных сигналов с оптимальными неортогональными импульсами рассмотрены в работе [6], показано, что введение управляемой межсимвольной интерференции (МСИ), путем использования оптимальных импульсов, является более эффективным способом повышения спектральной эффективности систем передачи данных по сравнению с традиционным способом, который состоит в увеличении размера сигнального созвездия. В статье [7] рассматривают наиболее эффективные схемы неортогонального множественного доступа (NOMA) с кодовым разделением для систем связи пятого поколения, их основные преимущества и недостатки, а также проблемы, препятствующие внедрению систем NOMA. Отмечено, что выбор схем множественного доступа существенно влияет на спектральную и энергетическую эффективность системы радиосвязи.

Таким образом, задача приема и демодуляции сигналов в ЛРС СВРС, в условиях воздействия мощных неортогональных ИП, подобных полезному сигналу по форме, частотно-временной структуре (коду) и амплитудным, частотным, временным, фазовым, пространственным и поляризационным параметрам, является актуальной и имеет значительную практическую ценность.

Целью данной работы является анализ повышения пропускной способности и помехоустойчивости СВРС, исследование компенсационных методов и приема и обработки сигналов в каналах с неортогональными, имитационными помехами, представляющими собой полезные сигналы соседних каналов, функционирующих в данной СВРС и проведение их статистических испытаний.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Предполагается, что помеховые сигналы, проникшие на выход тракта промежуточной частоты (ПЧ) (т.е. те помехи, которые не удалось подавить линейными методами пространственно-временной, поляризационной и частотной селекции), продолжают поступать на вход демодулятора в течение всего сеанса связи. В этих условиях задача подавления мешающего помехового сигнала возлагается на демодулятор и оптимизация алгоритма его функционирования осуществляется по любому из принятых в статистической теории приема сигналов критерию.

Оптимальное детектирование по критерию минимума вероятности ошибки на групповой символ. Данный критерий является частным случаем критерия минимума среднего риска R в принятии решений о групповом символе

$$\min_{r^*} R(r^*) = \min_{r^*} \left\{ \sum_{r=0}^{2^D-1} \Pi(r^*, r) p(r/y) \right\}, \quad (1)$$

где $\{\Pi(r^*, r); r^*, r = 0 \dots 2^D - 1\}$ – матрица рисков детектирования по групповому символу; $p(r/y)$ – апостериорная вероятность передачи символа r .

В случае простой матрицы риска ($\Pi(r^*, r) = 0$, если $r^* = r$ и $\Pi(r^*, r) = 1$, если $r^* \neq r$) критерий (1) эквивалентен критерию максимума апостериорной вероятности [8]

$$\max_r P(r/y) = \max_r \left\{ \sum_{r=0}^{2^D-1} p(r/y) \right\} = \max_r \left\{ \sum_{r=0}^{2^D-1} w(y/r) p(r) \right\}. \quad (2)$$

При использовании корреляционного алгоритма оптимального детектирования в системах связи со многими пользователями, очевидно, что его вычислительная сложность будет экспоненциально зависеть от числа пользователей, что затрудняет использование данного алгоритма для практических целей.

Оптимальное детектирование по критерию минимума вероятности ошибки на символ пользователя. В качестве критерия оптимальности при детектировании по критерию минимума вероятности ошибки на символ пользователя удобно рассматривать критерий минимума среднего риска детектирования символа сигнала i -го пользователя:

$$\min_{r_i^*} R = \min_{r_i^*} \left\{ \sum_{r_i=0}^{2^{D_i}-1} \Pi(r_i^*, r_i) p(r_i/y) \right\}, i = 1 \dots K. \quad (3)$$

Правило принятия решения строится на основе критерия (3)

$$r_i^* = \arg \min_{r_i} R(r_i); r_i^* = \arg \max_{r_i} P(r_i), i = 1 \dots K. \quad (4)$$

Как видно из правила принятия решения, достоинствами такого критерия являются его пользовательская оптимальность и сокращение числа переборов корреляционных метрик. Однако, вычислительная сложность самих корреляционных метрик становится экспоненциально зависимой от количества пользователей, поэтому необходимо делать запас вычислительной мощности.

Модели сигналов BPSK (QPSK) для перспективных сетей радиосвязи. В рассматриваемой проблемной ситуации в качестве помехи приёму полезного сигнала

принимается неортогональный, помеховый сигнал подобный по структуре полезному сигналу, принимаемый в части полосы сигнала демодулятора радиоприемного устройства.

В соответствии с разработанным в [5, 9, 10] подходом удобно для методик многопользовательского приема с разделением взаимно мешающих сигналов представлять каждый из них совокупностью аддитивных двоичных сигналов. Например, для двух взаимно мешающих сигналов QPSK: $K = 2$, $r_1^{\Delta} = r_{BP1} = \overline{0,1}$, и $r_2^{\Delta} = r_{BP2} = \overline{0,1}$ – первый и второй биты первого сигнала QPSK; $r_3^{\Delta} = r_{BP3} = \overline{0,1}$ и $r_4^{\Delta} = r_{BP4} = \overline{0,1}$ – первый и второй биты второго сигнала QPSK. Далее $r_i^{(k)} = r_{BPi}^{(k)}$ полагаем, взаимно независимыми и равновероятными по i и k . Такой подход соответствует и практике формирования QPSK сигнала как суммы двух ортогональных, равномощных, синхронных BPSK сигналов.

Применительно к СВРС модель сигнала после демодуляции полезного сигнала и ИП в части полосы сигнала с модуляцией QPSK ($t \in [t_{k-1}, t_{k-1} + T]$, $k = 1, 2, 3, \dots$) имеет вид

$$\begin{aligned} s_{QP1}(t - t_{k-1}, r_{QP1}^{(k)}) &= s_{BP1}(t - t_{k-1}, r_{BP1}^{(k)}) + s_{BP2}(t - t_{k-1}, r_{BP2}^{(k)}) = \\ &= \frac{A_{QP1}}{\sqrt{2}} \cos(r_{BP1}^{(k)} \pi) \cos[2\pi f_{QP1}(t - t_{k-1})] + \frac{A_{QP1}}{\sqrt{2}} \cos(r_{BP2}^{(k)} \pi) \sin[2\pi f_{QP1}(t - t_{k-1})]. \end{aligned} \quad (5)$$

В выражении (5) $t_{k-1} = (k-1) \cdot T$, $k = \overline{1, N_a}$ – границы тактовых интервалов смены состояний 0 и 1 информационных символов QPSK сигнала; T – длительность тактового интервала смены дискретных состояний группового символа сигнала ($T_k = t_k - t_{k-1}$); k – текущий номер и N_a – число тактовых интервалов с момента начала передачи.

Для QPSK сигналов смесь можно выразить через скалярные произведения $E_{j,i}$ представляющих их совокупностей аддитивных двоичных сигналов ($i, j = \overline{1, 4}$)

$$E_{j,i} = \sqrt{E_{BPj} \cdot E_{BPi}} \cdot \rho_{j,i} = \int_{t_{k-1}}^{t_{k-1}+T} s_{BPj}(t - t_{k-1}, r_{BPj}) \cdot s_{BPi}(t - t_{k-1}, r_{BPi}) \cdot dt, \quad (6)$$

где $\rho_{j,i}$ – нормированные скалярные произведения $\rho_{j,i} = \cos \varphi_{j,i}$ (коэффициенты неортогональности) сигналов; $E_{b,QP}$ – энергия бита сигнала QPSK; E_{QP1} , E_{QP2} – энергия символа сигналов QPSK и/или BPSK, для которых $E_{b,QP} = E_{QP} / 2 = E_{BP1} = E_{BP2}$.

Наблюдению $y(t)$ на выходе канала ($t \in [t_{k-1}, t_{k-1} + T]$, $k = 1, 2, 3, \dots$) соответствует аддитивная совокупность двух сигналов QPSK и АБГШ

$$y(t) = s_{QP1}(t - t_{k-1}, r_{QP1}, \lambda_{QP1,t}) + s_{QP2}(t - t_{k-1}, r_{QP2}, \lambda_{QP2,t}) + n(t) = \sum_{i=1}^4 s_{BPi}(t - t_{k-1}, r_{BPi}, \lambda_{BPi,t}) + n(t),$$

где $\lambda_{QP,t}$; $\lambda_{BPi,t}$ – векторы непрерывных сопутствующих параметров соответствующих принимаемых сигналов; $n(t)$ – АБГШ с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 .

Методика приема и демодуляции сигналов в условиях имитационных помех. Реализации методики приема и демодуляции сигналов в условиях ИП (далее методики) основывается на моделях сигналов BPSK и QPSK и известного апостериорного распределения дискретных состояний группового сигнала. При произвольных видах манипуляции

$$K_{\Gamma_i}(y, t_k) = \sum_{r_1=0}^1 \dots \sum_{r_i=0}^1 \dots \sum_{r_M=0}^1 \exp \left\{ \sum_{i=1}^M (-1)^{r_i} b_i - 2 \sum_{j=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M (-1)^{r_i+r_j} R_{ij} \right\} = \\ = \sum_{r=0}^{m_r-1} \exp \left\{ \sum_{i=1}^M (-1)^{r_i(r)} b_i - 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M (-1)^{r_i(r)+r_j(r)} R_{ij} \right\}, \quad k=1, 2, \dots, \quad (7)$$

$$r_i^* = \arg \max_{r_i} \left\{ \sum_{r_1=0}^{m_1-1} \dots \sum_{r_{i-1}=0}^{m_{i-1}-1} \dots \sum_{r_{i+1}=0}^{m_{i+1}-1} \dots \sum_{r_M=0}^{m_M-1} \exp \left\{ \sum_{i=1}^M b_i(r_i) - \right. \right. \\ \left. \left. - \sum_{i=1}^M h_i^2(r_i) - 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M R_{ij}(r_i, r_j) \right\} \frac{1}{K_{\Gamma_i}(y, t_k)} \right\}, \quad r_i^* = \overline{0, m_i - 1}, \quad i = \overline{1, M}, \quad (8)$$

или

$$r_i^* = \arg \max_{r_i} \left\{ \|\delta(r_i, r)\| \right\} \left\{ \exp \left\{ \sum_{i=1}^M b_i(r) - \sum_{i=1}^M h(r) - \right. \right. \\ \left. \left. - 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M R_{ij}(r) \right\} \right\} \frac{1}{K_{\Gamma_i}(y, t_k)}, \quad r_i^* = \overline{0, m_i - 1}, \quad i = \overline{1, M}. \quad (9)$$

В качестве примера применения методики произведем компенсацию (разделение) помехового сигнала (ИП) и полезного сигнала для случая, когда в i -м индивидуальном ЦС применена BPSK и его выделение осуществляется в условиях совместного действия АБГШ и ИП, неортогональных полезному сигналу с произвольными методами манипуляции и значениями m_j , R_{ji} в них, где $i \neq j$; $i, j = \overline{1, M}$.

В рассматриваемом случае методика (7), (8) получит следующее решение

$$r_i^* = \text{rect} \left\{ \sum_{r_1=0}^{M_1-1} \dots \sum_{r_{i-1}=0}^{M_{i-1}-1} \sum_{r_{i+1}=0}^{M_{i+1}-1} \dots \sum_{r_M=0}^{m_M-1} \times \exp \left[-b_i - h_i^2 + 2 \sum_{j=1(j \neq i)}^M R_{ij}(r_i=0, r_j) \right] \times \right. \\ \times \exp \left[\sum_{j=1(j \neq i)}^M [b_j(r_j) - h_j^2(r_j)] - 2 \sum_{j=1}^{M-1} \sum_{j=1(j \neq i)}^M R_{ij}(r_j, r_i) - \right. \\ \left. - \exp \left[-b_i - h_i^2 - \sum_{j=1(j \neq i)}^M R_{ij}(r_i=0, r_j) \right] \exp \left[\sum_{j=1(j \neq i)}^M [b_j(r_j) - h_j^2(r_j)] - \right. \right. \\ \left. \left. - 2 \sum_{j=1}^{M-1} \sum_{r=j+1(j \neq i)}^M R_{ij}(r_j, r_i) \right] \right\} \frac{1}{K_{\Gamma_i}(y, t_k)}, \quad r_i^* = \overline{0, 1}; \quad i = \overline{1, M}. \quad (10)$$

В результате преобразований правило принятия решения о приеме $r_i^* = \overline{0, 1}$ о символах i -го сигнала BPSK, наблюдаемого в условиях совместного действия АБГШ и мешающих неортогональных сигналов ($r_i^* = \overline{0, 1}$; $i = \overline{1, M}$), примет вид

$$r_i^* = \text{rect} \left\{ - \sum_{r_i=0}^{M_i-1} \dots \sum_{r_{i-1}=0}^{M_{i-1}-1} \sum_{r_{i+1}=0}^{M_{i+1}-1} \dots \sum_{r_M=0}^{m_M-1} \times \text{sh} \left(b_i - 2 \sum_{j=1(j \neq i)}^M R_{ij}(r_i=0, r_j) \right) \times \right. \\ \left. \times \exp \left[\sum_{j=1(j \neq i)}^M \left[b_j(r_j) - h_j^2(r_j) \right] - 2 \sum_{j=1}^{M-1} \sum_{r=j+1(j, r \neq i)}^M R_{ij}(r_j, r_i) \right] \frac{1}{K_{r_i}(y, t_k)} \right\}, \quad (11)$$

$$K_{r_i}(y, t_k) = \sum_{r_i=0}^{M_i-1} \dots \sum_{r_{i-1}=0}^{M_{i-1}-1} \sum_{r_{i+1}=0}^{M_{i+1}-1} \dots \sum_{r_M=0}^{m_M-1} \times \text{ch} \left(b_i - 2 \sum_{j=1(j \neq i)}^M R_{ij}(r_i=0, r_j) \right) \times \\ \times \exp \left[\sum_{j=1(j \neq i)}^M \left[b_j(r_j) - h_j^2(r_j) \right] - 2 \sum_{j=1}^{M-1} \sum_{r=j+1(j, r \neq i)}^M R_{ij}(r_j, r_i) \right]. \quad (12)$$

Правило принятия решения $r_i^* = \overline{0,1}$ о переданных символах i -го сигнала с BPSK, наблюдаемого на фоне АБГШ и мешающих сигналов с произвольными, известными методами манипуляции, основаниями кодов m и взаимными энергиями R_{ij} и R_j , при $j, r \neq i$, принимает вид

$$r_i^* = \text{rect} \{-(\text{th} b_i - Z_i)\}; \quad r_i^* = \overline{0,1}; \quad i = \overline{1, M}, \quad (13)$$

где $B_i = \text{arth} Z_i$, $i = \overline{1, M}$.

Правила принятия решения (13) на достаточно общем примере впервые устанавливает компенсационный характер методики разделения неортогональных цифровых сигналов многих пользователей.

Известно, что при современных требованиях к достоверности связи, для эффективной защиты от различных видов помех, требуется применение широкополосных, псевдослучайных сигналов с базой $N \geq 10^2 \div 10^3$, совместно с помехоустойчивым кодированием при псевдослучайном перемежении символов. Совместное применение широкополосных сигналов и схем демодуляции с компенсацией помех, позволяет выполнить современные требования по помехоустойчивости, при значительно меньших значениях базы сигнала [2, 3].

Рассмотрим задачу приема и демодуляции двоичного BPSK с ППРЧ при его наблюдении на фоне АБГШ и ИП. На интервалах наблюдения, где ИП не равна тождественно нулю, она может иметь псевдоинформационную m_Γ -ичную, например, двоичную фазовую манипуляцию, что представляется характерным для преднамеренных и непреднамеренных помех в СВРС. Модель наблюдения представим в виде

$$y(t) = s_1(r_1, t) + s_2(r_2, t) + n(t) = (-1)^{r_1} s_1(t) + \left[(-1)^{r_2} + r_2(1 - r_2)/2 \right] s_2(t) + n(t), \quad (14)$$

где $s_1(r_1, t)$ и $s_2(r_2, t)$ – интегрируемые в квадрате функции, характеризующие на отрезке $T = t_k - t_{k-1}$ полезный сигнал и ИП со случайным непредсказуемым состоянием соответственно $r_1 = \overline{0, m_\Gamma - 1} = \overline{0, 1}$; $r_2 = \overline{0, m_\Pi} = \overline{0, 2}$ – дискретные манипулирующие параметры сигнала и помехи; $r_1 \equiv r_1^{(k)}$; $r_2 \equiv r_2^{(k)}$; $t \in [t_k - 1, t_k]$, $k = 1, 2, 3, \dots$

При этом, согласно (14) состояние $r_2 = 2$ эквивалентно отсутствию излучения ИП; $n(t)$ – АБГШ; t_k – моменты смены состояний дискретных параметров r_1 и r_2 сигнала и помехи; k – номер информационного тактового интервала. Принятая модель

соответствует случаю синхронной смены состояния параметров r_1 и r_2 , представляющему интерес для оценок потенциальной помехоустойчивости.

В качестве критерия оптимальности при синтезе примем критерий минимум средней вероятности ошибки в полезном двоичном сообщении при наблюдении (14) – «группового сигнала» $S(r, t) = s(r_1, r_2, t) = s_1(r_1, t) + s_2(r_2, t)$, позиционности $m_\Gamma = m_C(m_{\Pi+1}) = 2 \times 3 = 6$; $r = \overline{0, m_\Gamma - 1} = \overline{0, 5}$. Состояния дискретных параметров сигнала и помехи будем здесь считать взаимно независимыми, а их активные состояния попарно-равновероятными:

$$p(r_1 = 0) = p(r_1 = 1) = 0,5; \quad p(r_2 = 0) = p(r_2 = 1) = p_I / 2. \quad (15)$$

В (15) p_I – вероятность (относительная частность) попадания ИП в спектр полезного сигнала. Соответственно вероятность «паузы» в действии помехи $p(r_2 = 2) = 1 - p_I$. При когерентных и квазикогерентных методах приема «группового» сигнала апостериорные вероятности состояний соответствующего группового, дискретного параметра $r = (r_1, r_2)$, определяются как

$$p(r_1, r_2 = \overline{0, 1} / y) = \frac{p_I / 2 \cdot \exp B_{r_1 r_2}}{\sum_{r_1=0}^1 \left[\frac{p_I}{2} \sum_{r_2=0}^1 \exp B_{r_1 r_2} + (1 - p_I) \exp B_{r_1 r_2=2} \right]}, \quad (16)$$

$$p(r_1, r_2 = 2 / y) = \frac{(1 - p_I) \exp B_{r_1 r_2=2}}{\sum_{r_1=0}^1 \left[\frac{p_I}{2} \sum_{r_2=0}^1 \exp B_{r_1 r_2} + (1 - p_I) \exp B_{r_1 r_2=2} \right]}, \quad (17)$$

$$B_{r_1 r_2} = \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \left\{ y_{(t)} - (-1)^{r_1} s_1(t) - \left[(-1)^{r_2} + r_2(1 - r_2)/2 \right] s_2(t) \right\} dt \quad (18)$$

Применяя методику демодуляции сигналов BPSK (QPSK) с компенсацией неортогональных ИП [3], получаем реализацию оптимального выделения полезного сигнала BPSK из смеси с ИП, имеющей прерывистый характер

$$r_1^* = \text{rect}[-b_1 + \text{arth}(K_2(b_2) \text{th} b_2 \text{th} 2R_{12})]. \quad (19)$$

$$K_2(b_2) = \frac{p_I}{p_I + (1 - p_I) \sqrt{(1 - th^2 b_2)(1 - th^2 2R_{12}) \exp(2h_2^2)}}. \quad (20)$$

Заметим, что при $p_I = 0$, т.е. при отсутствии помехи, величина $K_2(b_2) = 0$ и $r_1^* = \text{rect}(-th b_1) = \text{rect}(-b_1)$, а при $p_I = 1$, т.е. при постоянно присутствующей ИП типа BPSK, величина $K_2(b_2) = 1$, и получаем, как частный случай, методику демодуляции сигналов BPSK (QPSK) с компенсацией непрерывно действующей ИП.

Статистические испытания приёмника, реализующего методику приема и демодуляции сигналов BPSK (QPSK) с компенсацией неортогональных ИП при ППРЧ. Анализ показывает, что в каналах авиационной радиосвязи, с частотной полосой до 5 МГц, возможен теоретически и реализуем практически прием сигналов BPSK при скоростях передачи до 8448 кбит/с с малым отношением сигнал/шум (С/Ш) и компенсацией мощной ИП при частоте дискретизации до 20...50 МГц и с переносом обработки в область «нулевой ПЧ». Моделирование проводилось в несколько этапов:

1. Задание частотно-временных параметров сигнала, частоты дискретизации, длительности времени анализа T_a : промежуточная частота приемника – 4,096 МГц;

скорость передачи информации – 512 кбит; демонстрационная несущая частота сигнала – 2048 кГц; демонстрационная частота дискретизации – 16,384 МГц; число символов сигнала – 2048; число отсчетов на длительности T_a времени анализа сигнала – 65536 и др.

2. Моделирование последовательностей информационных символов BPSK-сигнала r_s , информационных символов BPSK помехи r_i и случайной прерывистости излучения ИП r_0 .

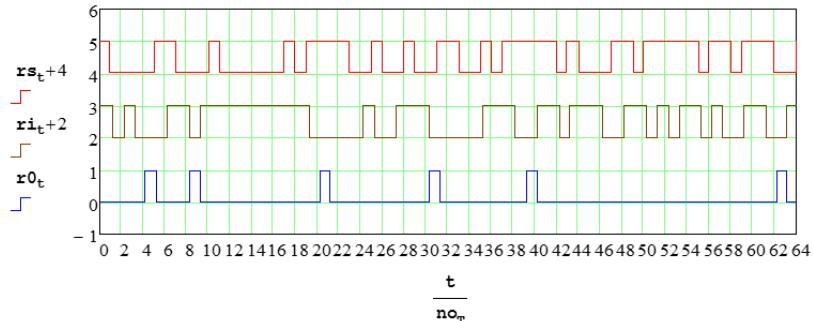


Рис. 1. Моделирование последовательности информационных символов

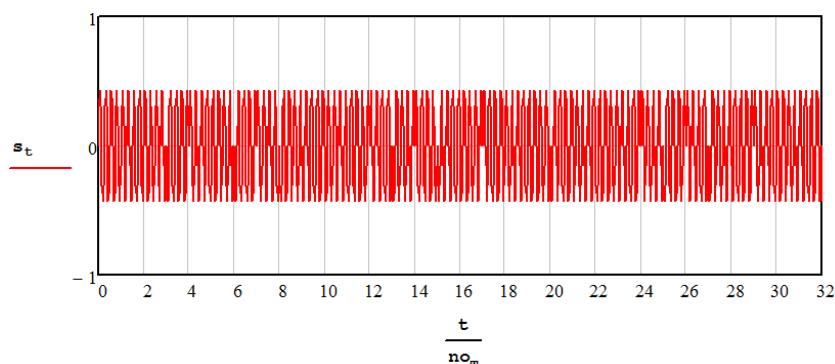


Рис. 2. Моделирование BPSK-сигнала

3. Моделирование BPSK-помехи $i(r_i, r_0, t)$.

4. Моделирование двух видов аддитивной смеси сигнала и помех [11]: 1) смесь $y_{\text{БП}}(t)$ сигнала и только помехи типа белого шума (т.е. без имитационной помехи); 2) смесь $y(t)$ сигнала, имитационной помехи и белого шума.

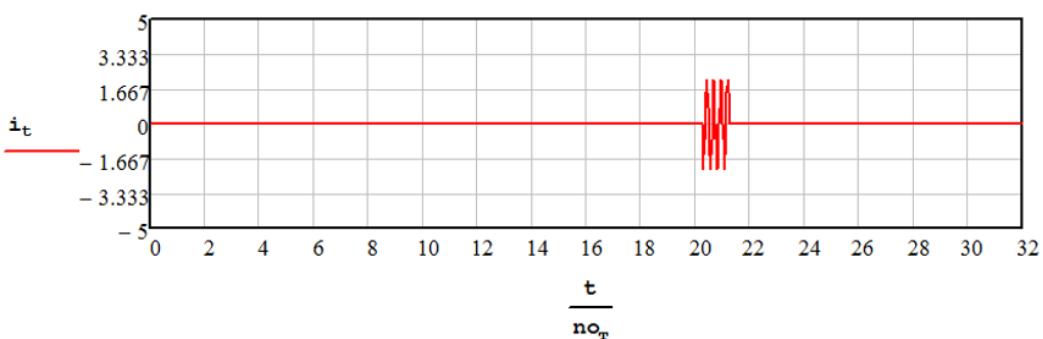


Рис. 3. Моделирование BPSK-помехи

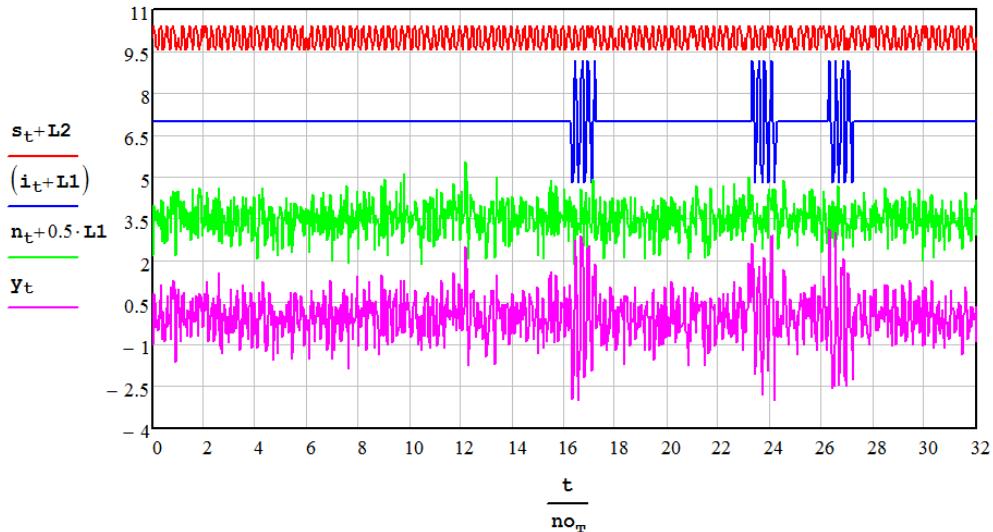


Рис. 4. Моделирование смеси сигнала, помехи и шума

5. Моделирование частотных спектров сигналов, помехи, шума и их аддитивной смеси на выходах согласованных фильтров (СФ), входящих в состав демодулятора с компенсацией прерывистой ИП.

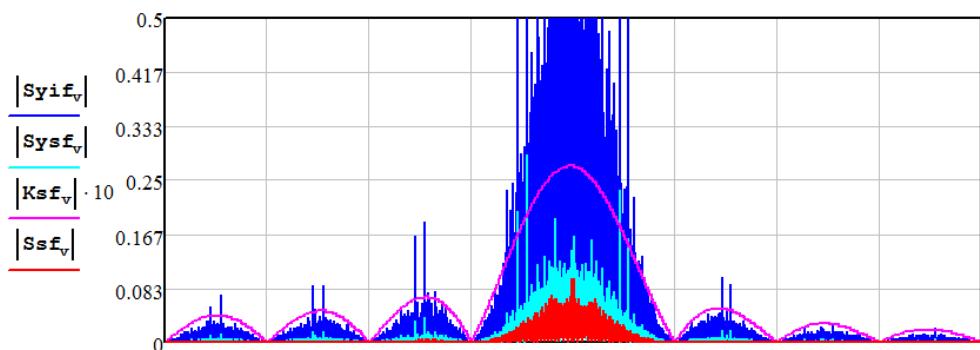


Рис. 5. Частотные спектры сигналов, помехи, шума и их аддитивной смеси на выходах СФ

6. Моделирование временных последовательностей, отсчетов сигнала, помехи, шума и их аддитивной смеси на выходах СФ (корреляторов), входящих в состав демодулятора сигналов с компенсацией ИП.

7. Моделирование демодуляции с компенсацией ИП.

8. Статистическая оценка вероятности битовой ошибки на выходе демодулятора, реализующего компенсацию ИП (таблица 1).

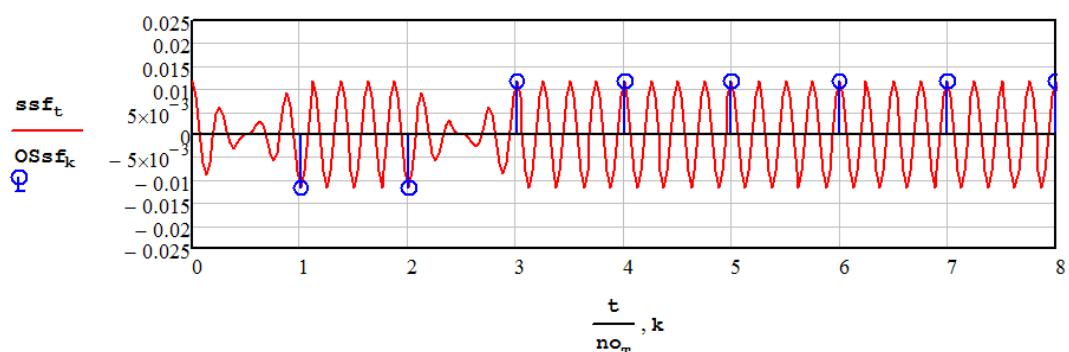


Рис. 6. Моделирование временных последовательностей

Таблица 1. Результаты статистических испытаний

Отношение П/С (dB)	Число ошибок без компенсации ИП (в среднем)	Число ошибок с компенсацией ИП (в среднем)	Вероятность ошибки при приеме без компенсации ИП	Вероятность ошибки при приеме с компенсацией ИП
10	103,98	2,09	0,0508	0,0010
3	103,92	2,19	0,0507	0,0010
2,5	104,03	2,47	0,0508	0,0012
2	103,92	3,29	0,0507	0,0016
1,5	103,90	5,27	0,0507	0,0025
1	103,95	9,59	0,0558	0,0045
0,5	104,26	17,66	0,0559	0,0086
0	103,51	30,64	0,0559	0,0144
-0,5	103,34	47,92	0,0505	0,0234
-1	103,51	67,90	0,0505	0,0331
-1,5	103,51	86,96	0,0505	0,0425
-2	105,36	101,09	0,0514	0,0494
-2,3	104,16	104,03	0,0527	0,0508
-2,5	104,66	105,09	0,0510	0,0513
-2,6	104,14	104,66	0,0508	0,0511
-2,7	103,88	104,40	0,0507	0,0510
-2,8	104,10	104,39	0,0508	0,0510
-4	103,84	103,84	0,0507	0,0507
-7	93,17	92,97	0,0455	0,0454
-14	14,79	14,79	0,007	0,007
-20	3,5	3,5	0,001	0,001

Результаты имитационного моделирования приведены на рисунках 7–10.

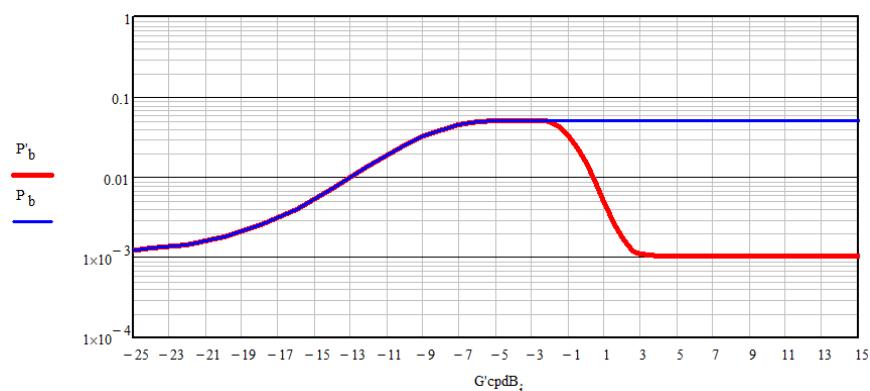


Рис. 7. Вероятность битовой ошибки без компенсации и после компенсации структурной помехи

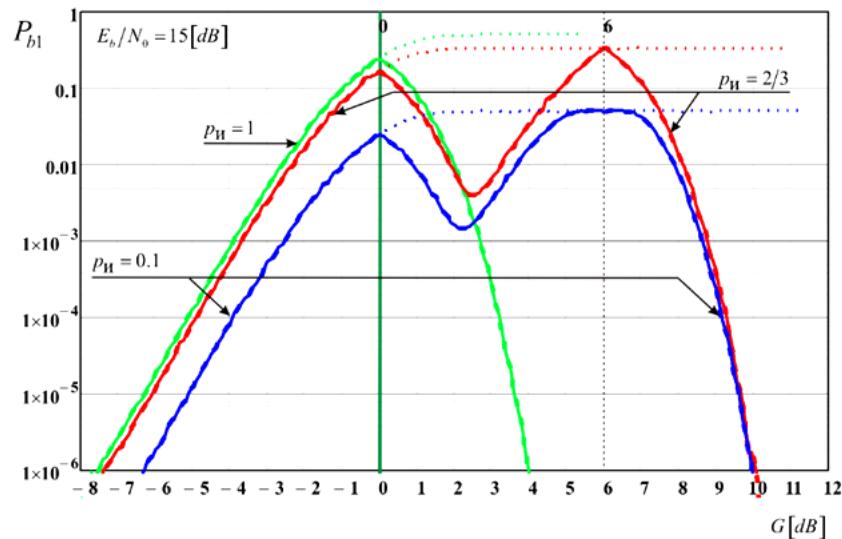


Рис. 8. Результаты имитационного моделирования при заданном значении С/Ш и различных значениях совмещения частот помехи и сигнала

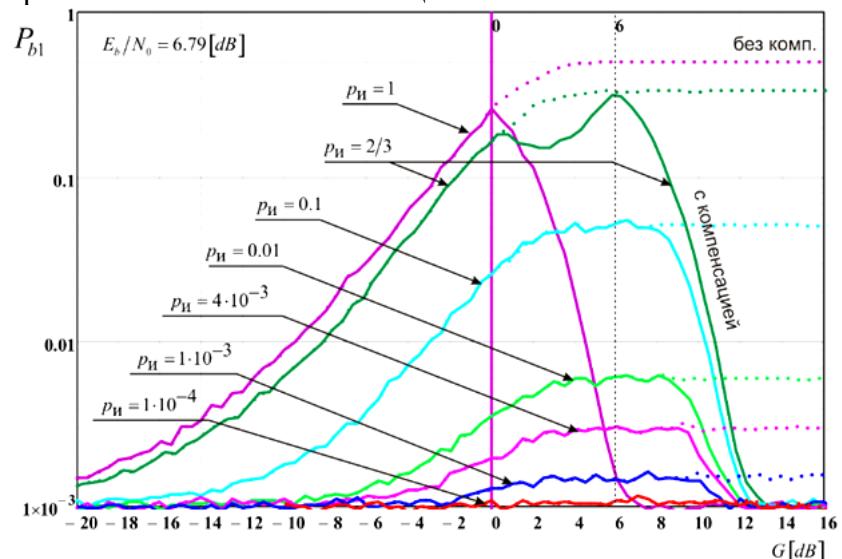


Рис. 9. Результаты имитационного моделирования при различных значениях вероятности воздействия помехи при отношении С/Ш 6,79 дБ

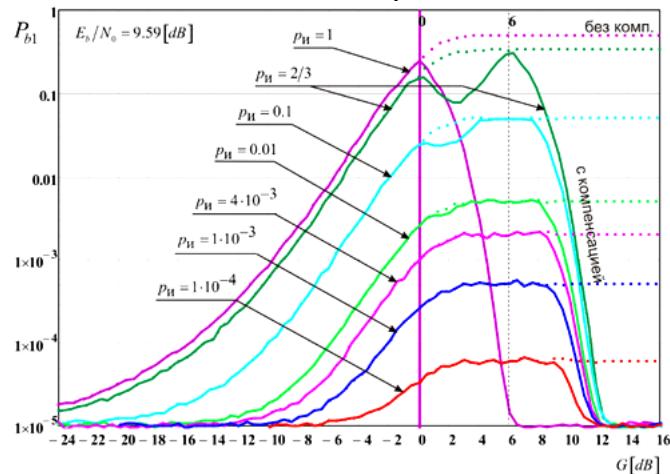


Рис. 10. Результаты имитационного моделирования при различных значениях вероятности воздействия помехи при отношении С/Ш 9,59 дБ

На графиках рис. 8...10 сплошные кривые для случая применения демодулятора с компенсацией ИП, пунктирные для случая демодулятора без компенсации ИП. Отличие графиков состоит в требуемом отношении С/Ш и вероятности ошибочного приема: рис. 8 для 10^{-9} , рис. 9 для 10^{-3} , рис. 10 для 10^{-5} . Самый плохой случай для всех вариантов, когда вероятность постановки ИП составляет $2/3$. Это означает, что ИП накрывает $2/3$ полосы сигнала, что является наихудшим случаем и для других методов борьбы с ИП.

Из приведенных здесь теоретических результатов и обоснований следует, что в авиационных ЛРС СВРС при воздействии ИП (влияния неортогонального полезного сигнала соседнего канала или ЛРС) может быть осуществлена теоретически сколь угодно эффективная, а на практике достаточно эффективная компенсация мешающего сигнала (ИП), значительно превышающего мощность полезного сигнала рассматриваемой ЛРС. Результатирующие графики вероятности ошибочного приема в радиоканале без компенсации и с компенсацией, представленные выше подтверждают теоретические выводы о возможности полной или значительной компенсации ИП в радиоканалах СВРС.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе обоснован вариант повышения пропускной способности и помехоустойчивости сети воздушной радиосвязи (СВРС) путем разработки модели и методики приема и демодуляции сигналов BPSK (QPSK) с компенсацией неортогональных, имитационных помех, представляющих собой полезные сигналы соседних линий радиосвязи. Представлен результат испытаний на помехоустойчивость, а также оценки вероятности ошибки демодуляции полезных сигналов, в каналах с имитационными помехами и аддитивным белым гауссовским шумом.

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. Рогожников Е.В., Крюков Я.В., Покаместов Д.А. Анализ факторов, влияющих на работу системы связи с неортогональным множественным доступом // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2020. – № 1. – С. 108–109.
3. Иванов М.С. Повышение пропускной способности сети воздушной радиосвязи за счет применения неортогональных конструкций сигналов. Часть 1. Модели и методика приема и демодуляции сигналов в сети воздушной радиосвязи, функционирующей в условиях имитационных помех, подобных по структуре полезному сигналу // Телекоммуникации. – 2023. – № 8. – С. 2–11.
4. Леньшин А.В., Зезюлин А.А. Оценка потенциальной помехоустойчивости систем передачи информации, использующих сигналы с неортогональным частотным уплотнением // Телекоммуникации. – 2019. – № 11. – С. 8–14.
5. Леньшин А.В., Шаталов Е.В. Помехоустойчивость приема спектрально эффективных сигналов с неортогональным частотным уплотнением // Телекоммуникации. – 2021. – № 7. – С. 18–25.
6. Горлов А.И., Гельгор А.Л. Сигнально-кодовые конструкции на основе одночастотных сигналов с оптимальными неортогональными импульсами // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2017. – Т. 7. – № 1. – С. 44–49.

7. Бакулин М.Г., Тауфик Б.Р.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.А., Смирнов А.Е. Технология NOMA с кодовым разделением в 3GPP: 5G или 6G? // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – Т. 16. – № 1. – С. 4–14.
8. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989 – 656 с.
9. Федосеев В.Е., Иванов М.С. Методика и результаты анализа потенциальной помехоустойчивости приема цифрового сигнала на фоне манипулированной структурной помехи // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 11. – С. 108–111.
10. Бураченко Д.Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех. – Л.: ВАС, 1990. – 302 с.
11. Иванов М.С., Леньшин А.В. Статистические испытания методики приема и демодуляции сигналов с компенсацией неортогональных имитационных помех // Вестник Воронежского института МВД России. – 2023. – № 4. – С. 149–158.

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. Rogozhnikov E.V., Kryukov Ya.V., Pokamestov D.A. Analysis of factors affecting the operation of a communication system with non-orthogonal multiple access // Microwave technology and telecommunication technologies. – 2020. – No. 1. – Pp. 108–109.
3. Ivanov M. S. Increasing the bandwidth of the air radio network through the use of non-orthogonal signal designs. Part 1. Models and methods of receiving and demodulating signals in an aerial radio communication network operating under conditions of simulated interference similar in structure to a useful signal // Telecommunications. – 2023. – No. 8. – Pp. 2–11.
4. Lenshin A.V., Zezyulin A.A. Assessment of the potential noise immunity of information transmission systems using signals with non-orthogonal frequency compression // Telecommunications. – 2019. – No. 11. – Pp. 8–14.
5. Lenshin A.V., Shatalov E.V. Noise immunity of receiving spectrally effective signals with orthogonal frequency sealing // Telecommunications. – 2021. – No. 7. – Pp. 18–25.
6. Gorlov A.I., Gelgor A.L. Signal-code constructions based on single-frequency signals with optimal non-orthogonal pulses // DSPA: Issues of application of digital signal processing. – 2017. – Vol. 7. – No. 1. – Pp. 44–49.
7. Bakulin M.G., Taufik B.R.B. K., Kreindelin V.B., Pankratov D.A., Smirnov A.E. NOMA technology with code division in 3GPP: 5G or 6G? // T-Comm: Telecommunications and Transport. – 2022. – Vol. 16. – No. 1. – Pp. 4–14.
8. Levin B. R. Theoretical foundations of statistical radio engineering. – M.: Radio and communications, 1989 – 656 p.
9. Fedoseev V.E., Ivanov M.S. Methodology and results of analysis of potential noise immunity of digital signal reception against the background of manipulated structural interference // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2010. – Vol. 6. – No. 11. – Pp. 108–111.
10. Burachenko D.L. Optimal separation of digital signals of many users in communication lines and networks under interference conditions. – L.: VAS, 1990. – 302 p.
11. Ivanov M.S., Lenshin A.V. Statistical tests of signal reception and demodulation techniques with compensation of non-orthogonal simulation interference // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. – 2023. – No. 4. – Pp. 149–158.

МЕТОДИКА СОВМЕСТНОГО КОДИРОВАНИЯ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

М. В. Хорошайлова¹

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

Аннотация. Представлена методика совместного сжатия и кодирования с проверкой четности низкой плотности (LDPC) для совместного кодирования канала источника в беспроводных сенсорных сетях, поддерживающих огромное количество сигналов. Приведена методика для конкретной схемы, которая поддерживает огромное количество сигналов одновременно, используя небольшое количество узлов Интернета вещей. Сжатые сигналы кодируются LDPC, чтобы защитить их от некачественных каналов передачи. Результаты моделирования по частоте блочных ошибок (BLER) показывают, что предлагаемая итеративная схема совместного декодирования со сжатием достигает усиления примерно в 1,5 dB при BLER 10^{-3} .

Ключевые слова: скорость передачи данных, кодирования с проверкой четности низкой плотности, протограф, сжатие, сенсорные сети

A METHOD FOR CO-CODING A DATA TRANSMISSION CHANNEL IN WIRELESS SENSOR NETWORKS

M. V. Khoroshailova¹

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

Abstract. A low-density parity-checking (LDPC) co-compression and encoding technique is presented for co-encoding the source channel in wireless sensor networks supporting a huge number of signals. A technique is given for a specific circuit that supports a huge number of signals simultaneously using a small number of Internet of Things nodes. Compressed signals are encoded by LDPC to protect them from low-quality transmission channels. The results of block error rate modeling (BLER) show that the proposed interactive joint decoding scheme with compression achieves a gain of about 1.5 dB at BLER 10^{-3}

Keywords: data transfer rate, low-density parity encoding, protograph, compression, sensor networks

ВВЕДЕНИЕ

Большой интерес к изучению совместного кодирования канала обусловлен широкими возможностями применения сенсорных сетей. Беспроводные сенсорные сети, могут использоваться для прогнозирования отказа оборудования в аэрокосмических системах и автоматизации зданий. Из-за своей способности к самоорганизации, автономности и высокой отказоустойчивости такие сети активно применяются в системах безопасности и военных приложениях. Метод измерения сжатия применялся в различных областях причем важным направлением применения являются беспроводные сенсорные сети (БСС). В частности, модули Интернета вещей (IoT) в БСС всегда имеют ограниченные энергетические ресурсы, и проблема энергоэффективного сбора данных в БСС может быть решена путем применения метода сжатия данных. Здесь направление сигналов может быть замечено меньшим числом модулей IoT в соответствии с чувствительной матрицей, которая описывает взаимосвязь между сигналами и модулями. Затем направление наблюдения может быть использовано для восстановления сигналов при условии, что матрица считывания удовлетворяет свойству

ограниченной изометрии l_1 -нормы (RIP1). Однако на практике БСС страдают не только от ограниченных энергетических ресурсов, но и от ненадежности своих каналов связи, что вынуждает объединять сжатие с совместным кодированием исходного канала для их оптимизации.

В последние годы совместное кодирование источника данных и канала стало применяться в различных приложениях. Двойные LDPC коды были введены для совместного кодирования источника и канала, где первый LDPC код использовался для сжатия сигнала для завершения кодирования источника, в то время как второй LDPC код использовался для защиты сжатых битов в качестве канального кодирования. Основываясь на этой концепции, применяются двойные протографические LDPC-коды (DP-LDPC) для совместного кодирования источника и канала, принимая во внимание превосходство протографических LDPC-кодов для эффективного кодирования и декодирования.

Итеративное декодирование достигается на основе обмена внешней программной информацией между двумя или более составляющими декодерами. Основываясь на этой функции, используем диаграммы передачи внешней информации (EXIT) для анализа предложенной нами схемы и визуализации итеративного обмена внешней информацией между двумя декодерами

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ, ПРЕДСТАВЛЯЮЩАЯ ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ СИГНАЛАМИ

На рис. 1 представлена блок-схема модели совместного кодирования «Источник-канал».

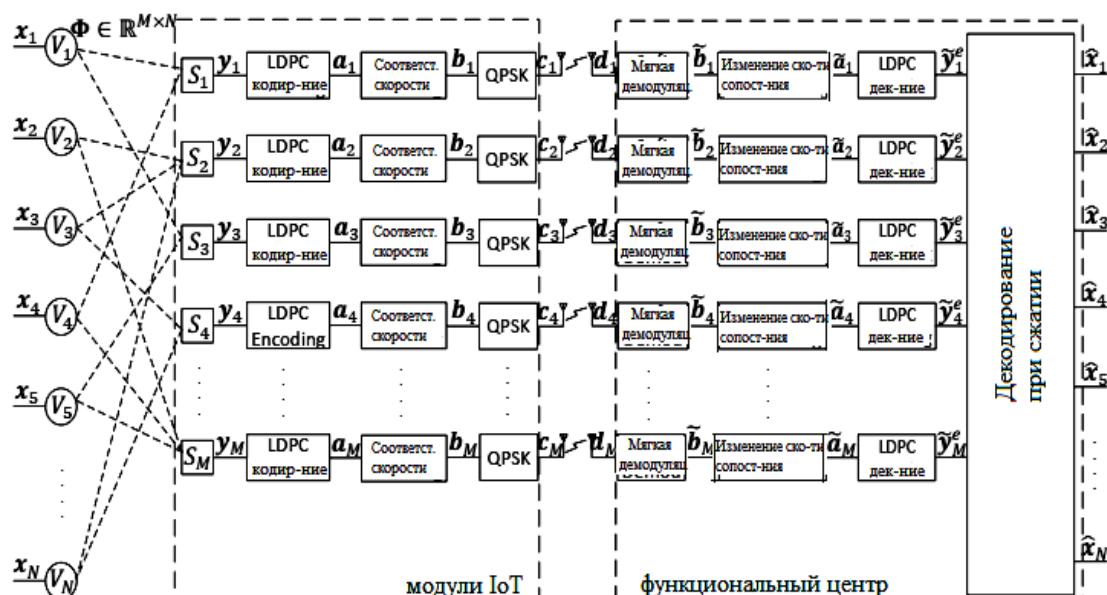


Рис. 1. Системная модель, представляющая взаимосвязь между сигналами, модулями IoT и функциональным центром

Действия, указанные в первом пунктирном поле выполняются модулями IoT, в то время как действия, заключенные во втором пунктирном поле, выполняются базой данных для объединения.

Каждая часть схемы описана следующим образом.

Разреженные сигналы в схеме: в левой части рис. 1 показан факторный граф, характеризующий связь между N сигналами (V_1, \dots, V_N) и M модулями IoT ($S_1 \dots S_M$). Здесь у меньше модулей IoT, чем сигналов, $M < N$, чему способствует использование разреженности изменяющихся во времени двоичных разреженных сигналов от x_1 до x_N .

Эти сигналы являются измерениями физических величин модулей IoT, таких как аудиосигналы, температура и т.д. Чтобы уточнить далее, n-ю ($n \in [1, N]$) переменный узел (VN) V_n можно рассматривать как случайную величину, которая принимает определенное значение в каждом временном интервале n-го сигнала $x_n = [x_{n,1}, \dots, x_{n,t}, \dots, x_{n,T}]$, который представляет собой вектор, содержащий T неравновероятных битов. В предлагаемой схеме каждый элемент каждого сигнального вектора принимает различные значения в каждом из T временных интервалов, и каждый сигнал имеет одинаковую длину T . Значение n-го сигнала в t-м временном интервале ($t \in [1, T]$) представлено как $x_{n,t} \in \{0, 1\}$. Кроме того, в каждом временном интервале у нас есть ровно K из N сигналов, принимающих ненулевое значение, и $N - K$ сигналов, имеющих нулевое значение. В случаях, когда K значительно меньше N , имеем разреженный сигнал, который поддается измерению при сжатии.

Модули IoT в схеме: модули M IoT обхватывают N ($N > M$) сигналов для получения M результатов наблюдений. Здесь модули IoT представляют сенсорные узлы, которые включают, например, микрофоны, датчики движения или температуры. Каждый из модулей IoT S_m ($m \in [1, M]$) наблюдает различное количество сигналов и различные комбинации сигналов. Связь между сигналами и модулями IoT показана пунктирными линиями на факторном графе в левой части рис. 1. В предлагаемой схеме все сигналы имеют одинаковую степень K_s , что означает, что каждый сигнал наблюдается K_s модулей IoT. Однако количество сигналов, наблюдавшихся модулями IoT, называется его степенью, где набор степеней представлен вектором $d = [d_1, \dots, d_m, \dots, d_M]^T$ и $d_m \in \mathbb{Z}^{0+}$.

Функции, выполняемые в блоках IoT: выходные данные каждого модуля IoT представляют собой двоичный вектор наблюдения y_m , имеющий ту же длину T , что и сигналы, где m находится в диапазоне 1, 2, ..., M . Значение m-го модуля IoT в t-м временном интервале представлено в виде

$$y_{m,n} = X_{m,t}(1) \vee X_{m,t}(2) \dots \vee X_{m,t}(d_m), \quad (1)$$

где $X_{m,t}$ представляет набор, который включает в себя все сигналы, наблюдавшиеся m-м модулем IoT в t-м временном интервале. Кроме того, \vee обозначает функцию OR, выполняемую в блоках IoT. Элемент $y_{m,t}$ вектора наблюдения устанавливается равным 1 только тогда, когда один или несколько наблюдавшихся сигналов этим конкретным модулем IoT принимают значение 1 в этом временном интервале в соответствии с функцией OR. Если все наблюдавшиеся сигналы равны нулю, то выходной сигнал подключенного модуля IoT будет равен 0 в этом временном интервале.

Передача по каналу: синфазный и квадратурный вектор c_m передается по каналу с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) для получения синфазного и квадратурного вектора d_m , который является комплексным вектором, имеющим ту же длину, что и c_m . Здесь канал АБГШ добавляет шум к передаваемому сигналу в соответствии с нулевым средним, независимым и идентично распределенным комплексным гауссовым распределением с дисперсией No . Результирующее значение отношения сигнал/шум (SNR) может быть представлено как $SNR = E_0/No$. Эффективная пропускная способность предлагаемой схемы «LDPC- сжатия» рассчитывается как

$$\eta = H(x_{n,t}) \frac{N}{M} R \log_2(\delta), \quad (2)$$

где $H(x_{n,t})$ – энтропия каждого элемента в сигнале x_n , и каждый элемент x_n имеет одинаковое значение энтропии $H(x_{n,t}) = -P_0 \times \log_2(P_0) - (1 - P_0) \times \log_2(1 - P_0)$,

$P_0 = \frac{N - K'}{N}$ – это априорная вероятность того, что конкретный сигнал примет нулевое

значение в определенном временном интервале. Кроме того, δ – это порядок модуляции. Для передачи по каналу АБГШ с модуляцией QPSK пропускная способность канала дискретного ввода с непрерывным выводом без памяти (DCMC) показана на рис. 2 в зависимости от его SNR. Пределом пропускной способности предлагаемой схемы является SNR, когда пропускная способность канала равна пропускной способности η .

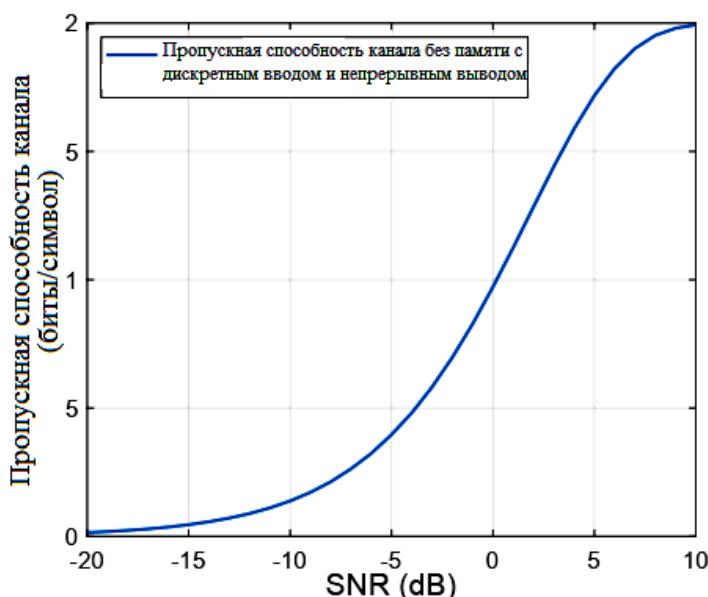


Рис.2. Пропускная способность канала для аддитивного белого гауссова шума без памяти с дискретным вводом и непрерывным выводом с использованием модуляции QPSK

Функции, выполняемые в функциональном центре: в функциональном центре используется мягкая демодуляция для преобразования принятого вектора d_m в вектор логарифмических отношений правдоподобия (LLRs) \tilde{b}_m , имеющий длину E . Перед декодированием LLR с использованием LDPC декодирования применяется разбиение по скорости, чтобы получить вектор LLR канала \tilde{a}_m , который имеет длину U . Эти канальные LLRs \tilde{a}_m вводятся в LDPC декодер, который выполняет итеративное декодирование, чтобы получить вектор информационных LLR \tilde{y}_m^e , имеющий длину T .

Для раздельного декодирования LDPC-сжатия векторы M LLR пересылаются в функциональный центр после LDPC декодирования, но после этого дальнейшая связь между декодером LDPC и функциональным центром отсутствует. Следовательно, раздельное декодирование LDPC-сжатие служит стандартом для предлагаемой схемы, где существует несколько итераций между декодером LDPC и декодером сжатия.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Графики EXIT, показывают компромисс между производительностью декодирования и сложностью в зависимости от количества итераций, выполняемых во время декодирования LDPC (iLDPC), декодирования с использованием сжатия (ics) и итеративного декодирования с сжатием LDPC-CS (iLDPC-CS). Очевидно, что выполнение

слишком малого количества итераций приводит к снижению производительности, в то время как выполнение слишком большого количества итераций приводит к чрезмерной сложности. Следовательно, графики EXIT являются дополнением к результатам BLER, поскольку моделирование выполняется намного быстрее и дает представление о внутреннем информационном обмене получателя.

На рис. 3 показаны сравнительные характеристики производительности BLER для длины блока LDPC, охватывающего $T = 500$ временных интервалов, при скорости кодирования $R = 1/3$.

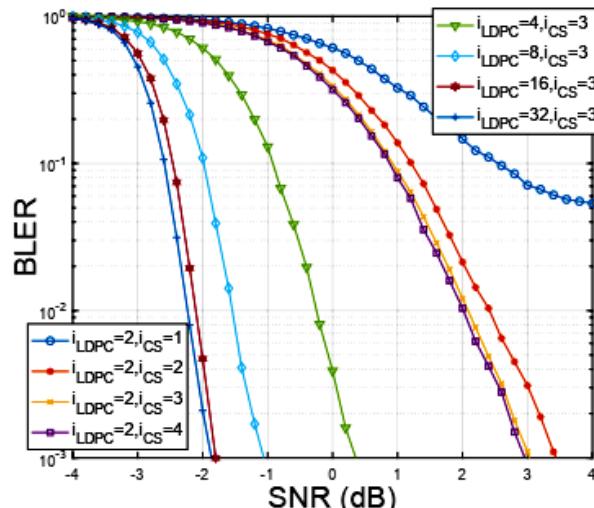


Рис.3. Результаты моделирования, использующего раздельное декодирование LDPC-CS

Чтобы охарактеризовать влияние количества итераций, выполняемых i_{CS} в декодере сжатия, поддерживаем постоянное число итераций $i_{LDPC} = 2$ в декодере LDPC. Как показано на рис. 3, производительность BLER значительно улучшается при увеличении i_{CS} при декодировании с использованием сжатия с 1 до 3.

Рис. 4 характеризует влияние числа итераций $i_{LDPC-CS}$, выполняемых между декодером LDPC и CS, при использовании $i_{LDPC} = 16$ и $i_{CS} = 3$.

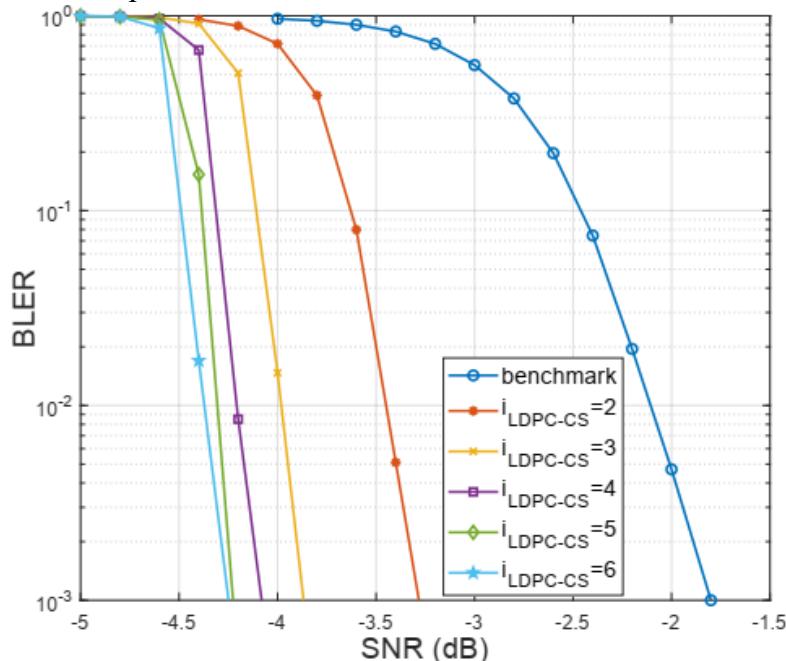


Рис.4. Улучшенные результаты итеративного совместного декодирования LDPC-CS для случая $N = 500$ сигналов, $M = 150$ IoT

Как показано на рис. 4, производительность BLER улучшается по мере увеличения числа итераций iLDPC-CS, хотя можно наблюдать уменьшение эффективности по мере увеличения числа итераций в направлении iLDPC-CS = 6.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Была предложена новая схема совместного сжатия данных и кодирования LDPC для взаимного кодирования источника и канала в беспроводных сенсорных сетях, которая может поддерживать обнаружение огромного количества сигналов, используя при этом относительно небольшое количество узлов Интернета вещей. Здесь использование исходного кодирования обеспечивает энергоэффективную связь, в то время как использование канального кодирования защищает передаваемые сигналы во время передачи по реальным каналам. Совместное кодирование исходного канала реализуется с использованием предложенной итеративной совместной схемы декодирования LDPC-CS, которая обеспечивает преимущества в производительности по сравнению с отдельной схемой декодирования LDPC-CS за счет удвоения сложности, обеспечивает выигрыш примерно в 1,5 dB при коэффициенте блочных ошибок (BLER) 10^{-3} за счет удвоения сложности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высокогоуровневого синтеза / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 2. – С. 99-105.
2. J. Chen, T. Wang, J. Wu, C. Li, R. G. Maunder, S. Ng, L. Hanzo, “Factor Graphs for Support Identification in Compressive Sensing Aided Wireless Sensor Networks,” IEEE Sensors Journal, vol . 21, no. 23, pp. 27195-27207, 2021
3. S. A. Hashemi, C. Condo, F. Ercan, and W. J. Gross, “Memory-efficient polar decoders,” IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, vol. 7, no. 4, pp. 604–615, 2017
4. Хорошайлова М.В. Архитектура для стохастических LDPC-декодеров с использованием эффективной площади кристалла на основе ПЛИС / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 1. – С. 95-100.

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. J. Chen, T. Wang, J. Wu, C. Li, R. G. Maunder, S. Ng, L. Hanzo, “Factor Graphs for Support Identification in Compressive Sensing Aided Wireless Sensor Networks,” IEEE Sensors Journal, vol . 21, no. 23, pp. 27195-27207, 2021
3. S. A. Hashemi, C. Condo, F. Ercan, and W. J. Gross, “Memory-efficient polar decoders,” IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, vol. 7, no. 4, pp. 604–615, 2017.
4. Khoroshailova M.V. Architecture for stochastic LDPC decoders using the effective crystal area based on FPGA / M.V. Khoroshailova // Bulletin of the Voronezh State Technical University. - 2018. – Vol. 14. No. 1. – pp. 95-100.

МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ ДИАГНОСТИКИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ

О.А. Кудрявцев

АО "Концерн "Созвездие", Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрена структурно-функциональная схема мобильной аппаратной системы подвижной связи с автоматизированной системой диагностики приемопередающих трактов. Предлагаемое устройство обеспечивает возможность оперативно обнаруживать неисправности в тракте приема и передачи информации с целью снижения времени для ее устранения.

Ключевые слова: коммутатор высокочастотный (ВЧ), аттенюатор, измеритель коэффициента стоячей волны (КСВ), формирователь тестовых сигналов, блок контроля качества канала связи, широкополосный (Шпс) modem, базовая станция (БС) широкополосного беспроводного доступа (ШБД), УКВ радиостанция (Рст) подвижной связи, KB радиостанция (Рст), блок управления.

MOBILE HARDWARE SYSTEM WITH AN AUTOMATED DIAGNOSTICS SYSTEM FOR TRANSCEIVER TRACKS

O.A. Kudryavtsev

JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation

Abstract. The structural and functional diagram of the mobile hardware system of mobile communications with an automated diagnostic system for receiving tracts is considered. The proposed device provides the ability to quickly detect malfunctions in the reception and transmission of information in order to reduce time to eliminate it.

Keywords: high -frequency switch (HF), attenuator, stand -up wave of a stand -up wave (KSV), tete signal former, communication quality control unit, broadband (SPS) modem, base station (BS) of broadband wireless access (SHBD), VHF radio station (VHF radio station (RST) mobile communication, KB radio station (RST), control unit.

1. ВВЕДЕНИЕ

Предложенное в данном докладе устройство относится к системам многоканальной радиосвязи и может быть использовано в многоканальных системах связи. Известно устройство централизованного контроля, описанная в патенте РФ [1]. Известна автоматизированная система управления с самоконтролем, описанная в патенте РФ [2]. Известно устройство микропроцессорная панель управления, описанная в патенте РФ[3]. Известно автоматизированная система контроля, описанная в патенте РФ [4]. Недостатком данных устройств является отсутствие возможности оперативно обнаруживать неисправности в тракте приема и передачи информации с целью снижения времени для ее устранения в связи с тем, что требуется использование дополнительного оборудования.

Наиболее близким аналогом по технической сущности к предлагаемому устройству является мобильная аппаратная системы подвижной связи с повышенной защитой от воздействия помех, описанная в патенте РФ [5]. Недостатком этого устройства является необходимость использования дополнительного оборудования для обнаружения неисправности в тракте приема и передачи информации.

Задачей описанного устройства, является обеспечение возможности оперативно обнаруживать неисправности в тракте приема и передачи информации с целью снижения времени для ее устранения.

2. СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА МОБИЛЬНОЙ АППАРАТНОЙ СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ ДИАГНОСТИКИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ

После каждой из антенн 1, 4, 6, 8 введены и добавлены новые блоки. Измеритель коэффициента стоячей волны (КСВ) блоки 1.1, 4.1, 6.1, 8.1, описание которого приведено в патенте [6], Устройство для измерения коэффициента стоячей волны, коммутатор ВЧ блоки 2.1, 5.1, 7.1, 9.1 соответственно, описание которого приведено в патенте [7] Переключатель

линий передачи ВЧ сигналов, аттенюатор блоки 2.2, 5.2, 7.2, 9.2, соответственно, описание которого приведено в патенте [8], а также формирователь тестовых сигналов, описание которого приведено в авторском свидетельстве СССР [9].

С помощью измерителей КСВ блоков 1.1, 4.1, 6.1, 8.1 производится проверка исправности антенн блоки 1, 4, 6, 8 и соответствующих ВЧ фидеров. Для каждого антенно- фидерного тракта заранее устанавливается значение КСВ, при превышении которого соответствующий антенно-фидерного тракт считается неисправным.

Функциональная схема предлагаемого устройства приведена на рисунке 1, где обозначено:

- 1 – антенна радиорелайной станции (РРС);
- 2 – измеритель коэффициента стоячей волны (КСВ);
- коммутатор ВЧ;
- аттенюатор;
- РРС;
- широкополосный (Шпс) модем;
- антenna;
- измеритель коэффициента стоячей волны (КСВ);
- коммутатор ВЧ;
- аттенюатор;
- базовая станция (БС) широкополосного беспроводного доступа (ШБД); 6 – антенна УКВ радиостанция (Рст);
- измеритель коэффициента стоячей волны (КСВ); 7 – УКВ Рст подвижной связи;
- коммутатор ВЧ;
- аттенюатор;
- антenna КВ Рст;
- измеритель коэффициента стоячей волны (КСВ); 9 – КВ Рст;
- коммутатор ВЧ;
- аттенюатор;
- 10 – блок контроля качества канала связи;
- 11 – блок управления;
- 12.1 – 12.4 – с первого по четвертый электронные ключи;
- маршрутизатор;
- устройство коммутации;
- технологическое АРМ на базе портативного компьютера (ПК);
- навигационный приемник со встроенной антенной;
- криптографический маршрутизатор;
- многоканальная аппаратура передачи данных (АПД);
- блок шифрования;

- межсетевой экран;
- интерактивный стол;
- АРМ должностного лица (ДЛ) на базе ПК;
- формирователь тестовых сигналов.

Предлагаемое устройство, содержит последовательно соединенные антенну РРС 1, измеритель коэффициента стоячей волны 1.1, РРС 2, широкополосный модем 3, коммутатор ВЧ 2.1, аттенюатор 2.2, первый электронный ключ 12.1, маршрутизатор 13, технологическое АРМ на базе ПК 15,

последовательно соединенные антенну 4, измеритель коэффициента стоячей волны 4.1, коммутатор ВЧ 5.1, БС ШБД 5, аттенюатор 5.2, второй электронный ключ 12.2, выход-вход которого соединен с вторым входом-выходом маршрутизатора 13,

последовательно соединенные антенну УКВ Рст 6, измеритель коэффициента стоячей волны 6.1, коммутатор ВЧ 7.1, аттенюатор 7.2, УКВ Рст подвижной связи 7, третий электронный ключ 12.3, устройство коммутации 14, многоканальную АПД 18, межсетевой экран 20, интерактивный стол 21

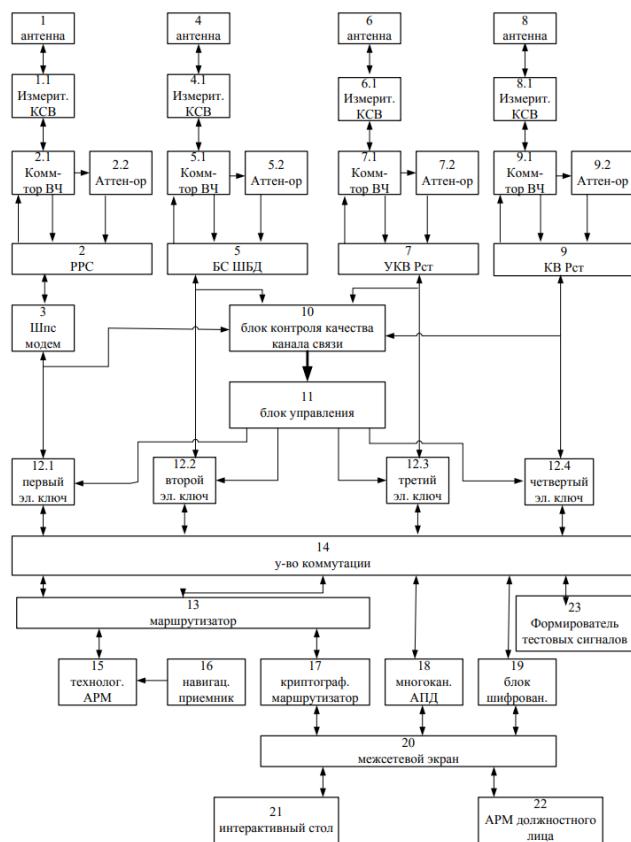


Рис. 1. Мобильная аппаратная системы подвижной связи с автоматизированной системой диагностики приемопередающих трактов

последовательно соединенные антенну КВ Рст 8, измеритель коэффициента стоячей волны 8.1, коммутатор ВЧ 9.1, аттенюатор 9.2 возимую КВ Рст 9, четвертый электронный ключ 12.4, выход-вход которого соединен с вторым входом-выходом устройства коммутации 14,

последовательно соединенные блок контроля качества канала связи 10 и блок управления 11, выходы которого соединены соответственно с вторыми входами электронных ключей с первого 12.1 по четвертый 12.4, входы блока контроля качества канала связи 10 с первого по четвертый соединены соответственно с выходами-входами Шпс модема 3, БС ШПД 5, УКВ Рст 7, КВ Рст 9,

навигационный приемник со встроенной антенной 16, выход которого соединен с входом технологического АРМ на базе ПК 15,

криптографический маршрутизатор 17, вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом маршрутизатора 13, его выход-вход соединен с третьим выходом-входом межсетевого экрана 20

блок шифрования 19, вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом устройства коммутации 14, его выход-вход соединен с вторым выходом-входом межсетевого экрана 20,

АРМ ДЛ на базе ПК 22 вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом межсетевого экрана 20.

Формирователь тестовых сигналов 23 вход-выход которого соединен с девятым выходом-входом с устройством коммутации 14.

Все соединения между блоками являются двунаправленными, кроме соединения между навигационным приемником с встроенной антенной 16 и технологическим АРМ на базе ПК 15.

Предлагаемое устройство работает следующим образом.

При поступлении с технологического АРМ или АРМ должностного лица команды на диагностику приемопередающего радиорелейного тракта устанавливается ВЧ шлейф. Для этого приемник и передатчик РРС 2 настраиваются на одну частоту, коммутатор ВЧ 2.1 коммутирует выходной сигнал передатчика РРС 2 на аттенюатор 2.2, устройство коммутации 14 коммутирует формирователь тестовых сигналов 23 на первый электронный ключ 12.1.

Тестовая последовательность из формирователя тестовых сигналов через устройство коммутации 14, первый электронный ключ 12.1 поступает на модулятор ШПС модема 3 и далее на вход передатчика РРС 2. С выхода передатчика РРС 2 через коммутатор ВЧ 2.1 сигнал поступает на аттенюатор 2.2, ослабляется в нем и возвращается на вход приемника РРС 2, с выхода которого поступает на демодулятор ШПС модема 3. Демодулированные данные через первый электронный ключ 12.1 и устройство коммутации 14 возвращаются в формирователь тестовых сигналов, в котором выполняется проверка исходной тестовой последовательности с полученными данными. Если они совпадают, то приемопередающий радиорелейный тракт исправен, если не совпадают, то приемопередающий радиорелейный тракт неисправен, устанавливается запрет на его использование.

При поступлении с технологического АРМ или АРМ должностного лица команды на диагностику приемопередающего тракта широкополосного беспроводного доступа (ШБД) устанавливается ВЧ шлейф. Для этого приемник и передатчик базовой станции (БС) ШБД настраиваются на одну частоту, коммутатор ВЧ 5.1 коммутирует выходной сигнал передатчика БС ШБД 5 на аттенюатор 5.2, устройство коммутации 14 коммутирует формирователь тестовых сигналов на второй электронный ключ 12.2.

Тестовая последовательность из формирователя тестовых сигналов через устройство коммутации 14, второй электронный ключ 12.2 поступает на вход передатчика РРС 2. С выхода передатчика БС ШБД 5 через коммутатор ВЧ 5.1 сигнал поступает на аттенюатор 5.2, ослабляется в нем и возвращается на вход приемника БС ШБД 5. Демодулированные данные через первый электронный ключ 12.2 и устройство коммутации 14 возвращаются в формирователь тестовых сигналов, в котором выполняется проверка исходной тестовой последовательности с полученными данными. Если они совпадают, то приемопередающий тракт широкополосного беспроводного доступа исправен, если не совпадают, то приемопередающий широкополосный беспроводный доступ неисправен, устанавливается запрет на его использование.

При поступлении с технологического АРМ или АРМ должностного лица команды на диагностику приемопередающего тракта УКВ РсТ подвижной связи устанавливается ВЧ шлейф. Для этого приемник и передатчик УКВ РсТ 7 настраиваются на одну частоту, коммутатор ВЧ 7.1 коммутирует выходной сигнал передатчика УКВ РсТ на аттенюатор 7.2, устройство коммутации 14 коммутирует формирователь тестовых сигналов на третий электронный ключ 12.3.

Тестовая последовательность из формирователя тестовых сигналов через устройство коммутации 14, третий электронный ключ 12.3 поступает на вход передатчика УКВ РсТ 7. С выхода передатчика УКВ РсТ 7 через коммутатор ВЧ 7.1 сигнал поступает на аттенюатор 7.2, ослабляется в нем и возвращается на вход приемника УКВ РсТ 7. Демодулированные данные через третий электронный ключ 12.3 и устройство коммутации 14 возвращаются в формирователь тестовых сигналов, в котором выполняется проверка исходной тестовой последовательности с полученными данными. Если они совпадают, то приемопередающий тракт УКВ РсТ подвижной связи исправен, если не совпадают, то УКВ РсТ подвижной связи доступ не исправен, устанавливается запрет на его использование.

При поступлении с технологического АРМ или АРМ должностного лица команды на диагностику приемопередающего тракта КВ РсТ подвижной связи устанавливается ВЧ шлейф. Для этого приемник и передатчик КВ РсТ 9 настраиваются на одну частоту, коммутатор ВЧ 9.1 коммутирует выходной сигнал передатчика КВ РсТ на аттенюатор 9.2, устройство коммутации 14 коммутирует формирователь тестовых сигналов на четвертый электронный ключ 12.4.

Тестовая последовательность из формирователя тестовых сигналов через устройство коммутации 14, третий электронный ключ 12.4 поступает на вход передатчика КВ РсТ 8. С выхода передатчика КВ РсТ 9 через коммутатор ВЧ 9.1 сигнал поступает на аттенюатор 9.2, ослабляется в нем и возвращается на вход приемника КВ РсТ 9. Демодулированные данные через третий электронный ключ 12.4 и устройство коммутации 14 возвращаются в формирователь тестовых сигналов, в котором выполняется проверка исходной тестовой последовательности с полученными данными. Если они совпадают, то приемопередающий тракт КВ РсТ подвижной связи исправен, если не совпадают, то КВ РсТ подвижной связи доступ не исправен, устанавливается запрет на его использование.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предлагаемое устройство обеспечивает возможность оперативно обнаруживать неисправности в тракте приема и передачи информации с целью снижения времени для ее устранения. После команды на диагностику поступившего в приемопередающий тракт с технологического АРМ или АРМ должностного лица для соответствующего тракта подвижной связи устанавливается ВЧ шлейф, по которому передается тестовая последовательность из формирователя тестовых сигналов, через устройство коммутации, далее сигнал поступает на вход соответствующего передатчика, через коммутатор ВЧ, сигнал поступает на аттенюатор, ослабляется в нем и возвращается на вход приемника. Демодулированные данные через соответствующий электронный ключ 12 и устройство коммутации 14 возвращаются в формирователь тестовых сигналов 23, в котором выполняется проверка исходной тестовой последовательности с полученными данными. Если они совпадают, то приемопередающий тракт подвижной связи исправен, если не совпадают, то соответствующий тракт подвижной связи не исправен, устанавливается запрет на его использование.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сорокин Ю.П. Устройство централизованного контроля: патент на изобретение RU № 2141722 C1, заяв. 97113884/09, опубл. 13.08.1997.
2. Сапронов А.С., Зинкевич А.А., Домарев Н.В., Селезнев С.Л., Волобуев В.И., Уфимцев Е.А., Овчинников С.В. Автоматизированная система управления с самоконтролем: патент на изобретение RU № 2161813 C1, заяв. 99111392/09, опубл. 26.05.1999.
3. Назаров А.А., Лобанов С.И., Чиконин А.В. Микропроцессорная панель управления: патент на изобретение RU № 2570572 C1, заяв. 2014141534/07, опубл. 15.10.2014.
5. Обносов Б.В., Гоев Н.В. Автоматизированная система контроля: патент на изобретение RU № 261 8582 C1, заяв. 2015156104, опубл. 25.12.2015.
6. Золотарев В.А., Галдин В.А., Кудрявцев О.А. Мобильная аппаратная системы подвижной связи с повышенной защитой от воздействия помех: патент на изобретение RU № 2794343 C1, заяв. 2022129404, опубл. 17.04.2023.
7. Рудай В.М., Устройство для измерения коэффициента стоячей волны (КСВ): патент на изобретение SU №885925 A1, заяв. 2819581, опубл. 07.09.1979.
8. Костылев Г.Г., Машенцев Ю.Ф., Юркин В.В. Переключатель линий ВЧ сигналов: патент на изобретение RU №130167 U1, заяв. 2013105911/08, опубл. 12.02.2013.
9. Корж И.А., Зима В.А., Тихонов И.А. Аттенюатор с пленочными резисторами: патент на изобретение RU №101272 U1, заяв. 2010124447/07, опубл. 15.06.2010.
10. Ахмадеев А.М., Гадельшин Р.М., Раскин В.К. Устройство для измерения коэффициента ошибок в каналах связи в авторском свидетельстве СССР №1587650 A1, заяв. 4641144, опубл. 23.08.1990

REFERENCES

1. Sorokin Yu.P. The device of centralized control: Patent for the invention of RU No. 2141722 C1, statement. 9711384/09, publ. 13.08.1997.
2. Sapronov A.S., Zinkevich A.A., Domarev N.V., Seleznev S.L., Volobuev V.I., Ufimtsev E.A., Ovchinnikov S.V. Automated control system with self -control: a patent for the invention of RU No. 2161813 C1, by the statement. 99111392/09, publ. 05/26/1999.
3. Nazarov A.A., Lobanov S.I., Chikonin A.V. Microprocessor control panel: a patent for the invention of RU No. 2570572 C1, statement. 2014141534/07, publ. 10/15/2014.
4. Obnosov B.V., GOEV N.V. Automated control system: a patent for the invention of RU No. 261 8582 C1, statement. 2015156104, publ. 12/25/2015.
5. Zolotarev V.A., Galdin V.A., Kudryavtsev O.A. Mobile hardware of mobile communication systems with increased protection against interference: a patent for the invention of RU No. 2794343 C1, said. 2022129404, publ. 04/17/2023.
6. Rudai V.M., A device for measuring a standing wave coefficient (KSV): a patent for the invention of SU No. 885925 A1, said. 2819581, publ. 09/07/1979.
7. Kostylev G.G., Mashensev Yu.F., Yurkin V.V. Signal lines switch: Patent for the invention of RU No. 130167 U1, by claiming. 2013105911/08, publ. 02/12/2013.
8. Korzh I.A., Winter V.A., Tikhonov I.A. ATTENUATOR with film resistors: a patent for the invention of RU No. 101272 U1, by the statement. 201012447/07, publ. 06/15/2010.
9. Akhmadeev A.M., Gadelshin R.M., Raskin V.K. A device for measuring the error coefficient in communication channels in the author's certificate of the USSR No. 1587650 A1, referred. 4641144, publ. 08/23/1990

МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ЗАЩИТОЙ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ

О. А. Кудрявцев

АО "Концерн "Созвездие", Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрена структурно-функциональная схема мобильной аппаратной системы подвижной связи с повышенной защитой от воздействия помех. Данное устройство обеспечивает повышение защиты от воздействия помех и повышение надежности мобильной аппаратной системы подвижной связи за счет обеспечения возможности анализа контроля качества каналов связи, который осуществляют в соответствующем блоке, выработке управляющих напряжений, таким образом, что разрешается дальнейшая обработка только той информации, которую принимают по каналам, обеспечивающим заданное качество приема сообщений.

Ключевые слова: блок контроля качества канала связи, широкополосный (Шпс) модем, базовая станция (БС) широкополосного беспроводного доступа (ШБД), УКВ радиостанция (Рст) подвижной связи, KB радиостанция (Рст), блок управления.

MOBILE HARDWARE SYSTEM WITH INCREASED PROTECTION AGAINST INTERFERENCE

O. A. Kudryavtsev

JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation

Abstract. The structural and functional diagram of a mobile hardware mobile communication system with increased protection from interference is considered. This device provides increased protection against interference and increased reliability of the mobile hardware mobile communication system by providing the ability to analyze the quality control of communication channels, which is carried out in the corresponding block, generating control voltages, in such a way that further processing of only the information that is received via channels that provide a given quality of message reception.

Keywords: communication channel quality control unit, broadband modem (BW), base station (BS) of broadband wireless access (BWA), VHF radio station (Rst) of mobile communications, KB radio station (Rst), control unit.

1. ВВЕДЕНИЕ

Предложенное в данном докладе устройство относится к системам многоканальной радиосвязи и может быть использовано в многоканальных системах связи.

Известны многоканальные системы связи, описанные в патентах на изобретение РФ: [1,2,3]. Недостатком этих устройств является отсутствие возможности анализа качества обмена информацией в каналах связи, и, соответственно, проведение обработки информации независимо от степени подавления помехой каналов связи.

Наиболее близким аналогом по технической сущности к предлагаемому устройству является мобильная аппаратная системы подвижной связи (СПСв), описанная в патенте на изобретение РФ[4].

Недостатком устройства является недостаточно высокая степень защиты аппаратуры системы связи от помех, что объясняется отсутствием возможности анализа степени подавления каналов связи помехами, и, соответственно, проведение обработки

и ретрансляции искаженной информации подсистемой обработки информации, а так же работа подсистемы обработки информации с полной нагрузкой независимо от степени подавления каналов связи помехами, что приводит к снижению надежности мобильной аппаратной системы подвижной связи.

Поэтому, задачей данного устройства является повышение защищенности от воздействия помех и повышение надежности мобильной аппаратной системы подвижной связи.

2. СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА МОБИЛЬНОЙ АППАРАТНОЙ СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ЗАЩИТОЙ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ

В мобильную аппаратную системы подвижной связи содержащую последовательно соединенные антенну РРС, РРС, широкополосный модем, последовательно соединенные антенну и БС ШБД, последовательно соединенные антенну УКВ Рст, УКВ Рст, последовательно соединенные антенну КВ Рст, возимую КВ Рст, последовательно соединенные маршрутизатор и технологическое АРМ на базе ПК, последовательно соединенные устройство коммутации, многоканальная АПД, межсетевой экран, интерактивный стол, так же навигационный приемник с встроенной антенной, выход которого соединен с входом технологического АРМ на базе ПК, кроме того криптографический маршрутизатор, вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом маршрутизатора, выход-вход криптографического маршрутизатора соединен с третьим выходом-входом межсетевого экрана, кроме того блок шифрования, вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом устройства коммутации, выход-вход блока шифрования соединен с вторым выходом-входом межсетевого экрана, АРМ ДЛ на базе ПК, вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом межсетевого экрана, все соединения между блоками являются двунаправленными, кроме соединения между навигационным приемником с встроенной антенной и технологическим АРМ на базе ПК, согласно изобретению описанному в патенте РФ [4], введены блок контроля качества канала связи, первый вход которого соединен с выходом-входом Шпс модема, его второй вход соединен с выходом-входом БС ШБД, третий вход блока контроля качества канала связи соединен с выходом-входом УКВ Рст, его четвертый вход соединен с выходом-входом КВ Рст, блок управления, вход которого соединен шиной с выходом блока контроля качества канала связи, четыре электронных ключа, входы которых соединены с соответствующими выходами блока управления с первого по четвертый, вход-выход первого электронного ключа соединен с выходом-входом Шпс модема, его выход-вход соединен с первым выходом-входом маршрутизатора, вход-выход третьего электронного ключа соединен с выходом-входом УКВ Рст, его выход-вход соединен с первым выходом-входом устройства коммутации, вход-выход четвертого электронного ключа соединен с выходом-входом КВ Рст, его выход-вход соединен с вторым выходом-входом устройства коммутации.

Функциональная схема предлагаемого устройства приведена на рисунке 1, где обозначено:

- 1 – антенна радиорелейной станции (РРС);
- 2 – РРС;
- 3 – широкополосный (Шпс) модем;
- 4 – антenna;
- 5 – базовая станция (БС) широкополосного беспроводного доступа (ШБД);
- 6 – антenna УКВ радиостанция (Рст);
- 7 – УКВ Рст подвижной связи;
- 8 – антenna КВ Рст;
- 9 – КВ Рст;

- 10 – блок контроля качества канала связи;
- 11 – блок управления;
- 12.1 – 12.4 – с первого по четвертый электронные ключи;
- 13 – маршрутизатор;
- 14 – устройство коммутации;
- 15 – технологическое АРМ на базе портативного компьютера (ПК);
- 16 – навигационный приемник со встроенной антенной;
- 17 – криптографический маршрутизатор;
- 18 – многоканальная аппаратура передачи данных (АПД);
- 19 – блок шифрования;
- 20 – межсетевой экран;
- 21 – интерактивный стол;
- 22 – АРМ должностного лица (ДЛ) на базе ПК.

Предлагаемое устройство, содержит последовательно соединенные антенну РРС 1, РРС 2, широкополосный модем 3, первый электронный ключ 12.1, маршрутизатор 13, технологическое АРМ на базе ПК 15,

последовательно соединенные антенну 4, БС ШБД 5, второй электронный ключ 12.2, выход-вход которого соединен с вторым входом-выходом маршрутизатора 13,

последовательно соединенные антенну УКВ Рст 6, УКВ Рст подвижной связи, третий электронный ключ 12.3, устройство коммутации 14, многоканальную АПД 18, межсетевой экран 20, интерактивный стол 21

последовательно соединенные антенну КВ Рст 8, возимую КВ Рст 9, четвертый электронный ключ 12.4, выход-вход которого соединен с вторым входом-выходом устройства коммутации 14,

последовательно соединенные блок контроля качества канала связи 10 и блок управления 11, выходы которого соединены соответственно с вторыми входами электронных ключей с первого 12.1 по четвертый 12.4, входы блока контроля качества канала связи 10 с первого по четвертый соединены соответственно с выходами-входами Шпс модема 3, БС ШПД 5, УКВ Рст 7, КВ Рст 9,

навигационный приемник со встроенной антенной 16, выход которого соединен с входом технологического АРМ на базе ПК 15,

криптографический маршрутизатор 17, вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом маршрутизатора 13, его выход-вход соединен с третьим входом-выходом межсетевого экрана 20

блок шифрования 19, вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом устройства коммутации 14, его выход-вход соединен с вторым входом-выходом межсетевого экрана 20,

АРМ ДЛ на базе ПК 22 вход-выход которого соединен с вторым выходом-входом межсетевого экрана 20.

Все соединения между блоками являются двунаправленными, кроме соединения между навигационным приемником с встроенной антенной 16 и технологическим АРМ на базе ПК 15.

Предлагаемое устройство работает следующим образом.

Информацию, поступающую в систему с антеннами РРС 2 через РРС 2 и ШПС модем 3, с антеннами 4 через БС ШБД 5, с антеннами УКВ Рст 6 через УКВ Рст 7, с антеннами КВ Рст 8 через КВ Рст 9 подают соответственно на входы блока контроля качества канала связи 10 с первого по четвертый.

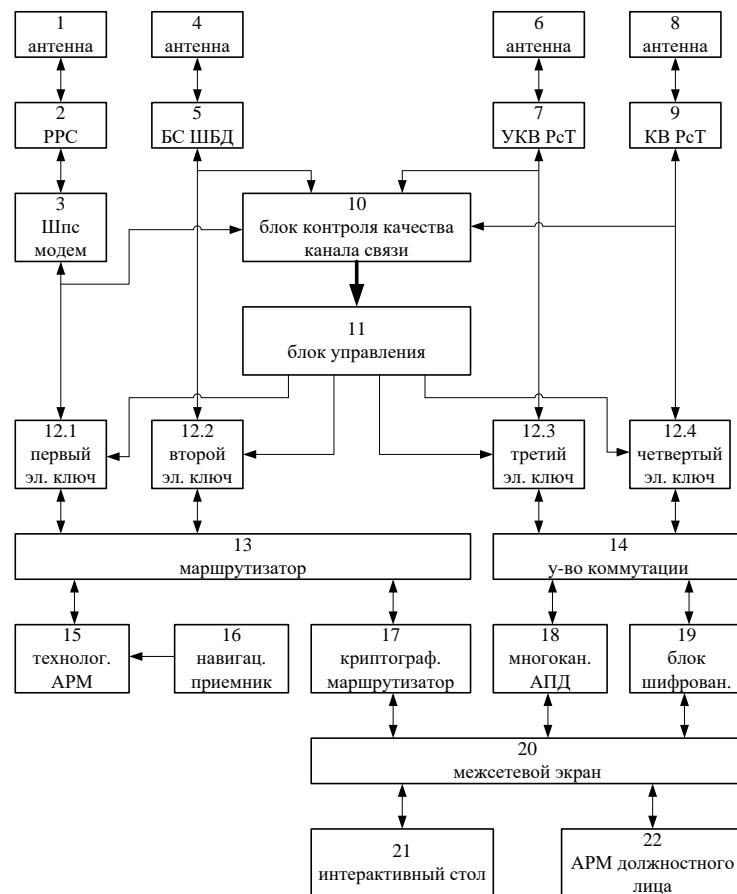


Рис. 1. Структурно-функциональная схема мобильной аппаратной системы подвижной связи с повышенной защитой от воздействия помех

В блоке контроля качества канала связи 10 осуществляют контроль качества канала связи, например, способом, описание которого приведено в патенте РФ [5]. Способ характеризуется тем, что на передающей стороне системы связи сообщение кодируют помехоустойчивым кодом, который передают в канал связи.

На приемной стороне системы связи помехоустойчивый код декодируют и при успешном декодировании помехоустойчивого кода по каналу обратной связи передают квитанцию на передающую сторону системы связи. В случае неполучения квитанции на передающей стороне системы связи помехоустойчивый код передают повторно.

На передающей стороне определяют число квитанций, полученных по каналу обратной связи в скользящем окне приема. Оценивают отношение числа принятых и непринятых квитанций к числу переданных помехоустойчивых кодов. Определяют вероятности приема и стирания помехоустойчивого кода в канале связи. Определяют вероятности правильного приема и трансформации помехоустойчивого кода и оценивают качество канала связи.

При этом хранят в блоке контроля качества канала связи 10. С блока контроля качества канала связи 10 помехоустойчивый код передают на выходы входы РРС 2 через Шпс модем 3, БС ШБД 5, УКВ Рст 7, КВ Рст 9, где сообщение кодируют данным помехоустойчивым кодом, и излучают в пространство через соответствующие антенны.

Полученные квитанции с выходов входов Шпс модема 3, БС ШБД 5, УКВ Рст 7, КВ Рст 9 подают на соответствующие входы-выходы блока контроля качества канала связи 10, где оценивают качество канала связи.

Если используемое значение показателя качества канала связи превышает установленное пороговое значение, то соответствующий сигнал с выхода блока контроля качества канала связи 10 подают по шине данных в блок управления 11.

В блоке управления 11, в соответствии с тем какие каналы признаны обеспечивающими заданное качество приема сообщений, формируют управляющие сигналы в цифровой форме и подают их на вторые входы соответствующих с первого 12.1 по четвертый 12.4 электронных ключей.

Блок управления 11 может быть выполнен в виде цифрового устройства формирующего соответствующие управляющие сигналы.

Электронные ключи с первого 12.1 по четвертый 12.4, на вторые входы которых были поданы управляющие сигналы, находятся в открытом состоянии.

Например, если все электронные ключи с первого 12.1 по четвертый 12.4 открыты, то информация с выхода-входа Шпс модема 3 через первый электронный ключ 12.1 поступает на первый вход-выход маршрутизатора 13. Информация с выхода-входа БС ШБД 5 через второй электронный ключ 12.2 поступает на второй вход-выход маршрутизатора 13. Информация с выхода-входа УКВ РСт 7 через третий электронный ключ 12.1 поступает на первый вход-выход устройства коммутации 14. Информация с выхода-входа КВ РСт 9 через четвертый электронный ключ 12.1 поступает на второй вход-выход устройства коммутации 14.

Дальнейшую обработку информации, поступившей в систему связи, осуществляют способом, который использован в устройстве-прототипе, в патенте РФ [4].

Электронные ключи 12.1 – 12.4 с первого по четвертый могут быть выполнены в виде замыкающих или размыкающих электронных ключей. В первом случае на второй вход электронных ключей 12.1 – 12.4 подают «1» в цифровом виде с соответствующего выхода блока управления 11. В случае если электронные ключи 12.1 – 12.4 выполнены в виде размыкающего электронного ключа, на их второй вход подают «0» в цифровом виде [6].

Если в блоке контроля качества канала связи 10 принято решение, что часть каналов не обеспечивают заданное качество приема сообщений, то в этом случае в блоке управления 11, в соответствии с тем какие каналы признаны не обеспечивающими заданное качество приема сообщений, формируют управляющие сигналы в цифровой форме, закрывающие соответствующие электронные ключи.

В этом случае информация, принятая по каналам, не обеспечивающим заданное качество приема сообщений, не поступает далее в систему подвижной связи, и не обрабатывается в соответствующих подсистемах.

Это приводит к тому, что в системе воспрещается обработка искаженной информации, при этом снижается нагрузка на подсистему обработки информации и соответственно повышается надежность системы подвижной связи.

Блок контроля качества канала связи 10 и блок управления 11 могут быть выполнены в виде вычислительных устройств, которые могут быть выполнены, например, в виде единого микропроцессорного устройства с соответствующим программным обеспечением, например процессора серии TMS320VC5416 фирмы Texas Instruments, или в виде программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) с соответствующим программным обеспечением, например, ПЛИС XCV400 фирмы Xilinx.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предлагаемое устройство обеспечивает повышение защиты от воздействия помех и повышение надежности мобильной аппаратной системы подвижной связи за счет обеспечения возможности анализа контроля качества каналов

связи, который осуществляют в соответствующем блоке, выработке управляющих напряжений, таким образом, что разрешается дальнейшая обработка только той информации, которую принимают по каналам, обеспечивающим заданное качество приема сообщений. В этом случае запрещается обработка и ретрансляция искаженной информации, снижается нагрузка на подсистему обработки информации и, соответственно, повышается надежность системы подвижной связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ледовских В.И. Многоканальная система связи RU № 2103827 С1, заяв. 96110946/09, опубл. 27.01.1998.
2. Сенаторов И.А., Мухин Ю.С., Брылев Л.В., Ярыч В.И. Многоканальная цифровая система передачи и приема информации RU №2013012 С1, заяв. 4897000/09, опубл. 15.05.1994.
3. Бидный И.Я., Колесников А.В., Овчинкин Г.М., Трошанов В.А. Многоканальное устройство приемапередачи данных RU №2209524 С2, заяв. 2001116215/09, опубл. 13.06.2001.
4. Карпухин С.Н., Вергелис Н.И., Уланов А.В., Фотин Е.Е., Головачев А.А., Попов В.В., Шабанов А.Ю. Мобильная аппаратная системы подвижной связи RU № 2601124 С1, заяв. 2015113495/07, опубл. 27.10.2016.
5. Квашенников В.В., Морозов В.В. Способ контроля качества канала связи RU №2581770 С1, заяв. 2015116067/08, опубл. 20.04.2016.
6. Усатенко С.Т. Выполнение электрических схем по ЕСКД. Справочник/ Усатенко С.Т., Каченюк Т.К., Терехова М.В. // М. Издательство стандартов, 1989.-С.-273.

REFERENCES

1. Ledovskikh V.I. Multichannel communication system RU No. 2103827 C1, application. 96110946/09, publ. 01/27/1998.
2. Senatorov I.A., Mukhin Yu.S., Brylev L.V., Yarych V.I. Multichannel digital system for transmitting and receiving information RU No. 2013012 C1, application. 4897000/09, publ. 05/15/1994.
3. Bidny I.Ya., Kolesnikov A.V., Ovchinkin G.M., Troshanov V.A. Multi-channel data reception and transmission device RU No. 2209524 C2, application. 2001116215/09, publ. 06/13/2001.
4. Karpukhin S.N., Vergelis N.I., Ulanov A.V., Fotin E.E., Golovachev A.A., Popov V.V., Shabanov A.Yu. Mobile hardware of mobile communication systems RU No. 2601124 C1, application. 2015113495/07, publ. 10/27/2016.
5. Kvashennikov V.V., Morozov V.V. Method for monitoring the quality of a communication channel RU No. 2581770 C1, application. 2015116067/08, publ. 04/20/2016.
6. Usatenko S.T. Execution of electrical circuits according to ESKD. Directory / Usatenko S.T., Kachenyuk T.K., Terekhova M.V. // M. Standards Publishing House, 1989.-P.-273.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ

А. С. Коротков, Д. Д. Репин, А. В. Леншин

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

Аннотация. Приведены результаты моделирования и анализа частотных характеристик функциональных моделей одноточечных синтезаторов частот с каналами компенсации искажений импульсно-фазового модулятора, полученных с применением математического аппарата непрерывных кусочно-линейных функций.

Ключевые слова: синтезатор частот, функциональная модель, фазовые искажения, канал компенсации, паразитная угловая модуляция.

MODELING OF FREQUENCY CHARACTERISTICS FREQUENCY SYNTESIZERS WITH COMPENSATION CHANNELS PHASE DISTORTION

A. S. Korotkov, D. D. Repin, A. V. Lenshin

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The results of modeling and analyzing the frequency characteristics of functional models of single-point frequency synthesizers with channels for compensating for the distortion of a pulse-phase modulator obtained using the mathematical apparatus of continuous piecewise linear functions are presented.

Keywords: frequency synthesizer, functional model, phase distortion, compensation channel, parasitic angular modulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Динамичность современных войн и вооруженных конфликтов предъявляет особые требования к процессу обмена данными, от которого может зависеть качество выполнения боевой задачи. Необходимо обеспечить достаточно большую скорость передачи информации при допустимом уровне искажений [1]. В современных бортовых средствах радиосвязи (БСР) нашли широкое применение синтезаторы частот (СЧ) на основе кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ), которые активно используются в качестве возбудителей радиопередающих устройств и способны осуществлять частотную модуляцию (ЧМ) выходного сигнала [2]. Современные цифровые методы модуляции заставляют разработчиков выдвигать более жесткие требования к качественным характеристикам сигналов, используемых в БСР [3].

В СЧ с косвенными методами модуляции (ЧМ2, ЧМ3) наибольший вклад в искажения выходного сигнала вносят паразитные приращения фазы на выходе импульсно-фазового модулятора (ИФМ), включенного либо в опорный канал (ЧМ2), либо в цепь обратной связи (ЧМ3). Значения паразитной фазовой (ПФМ) и частотной (ПЧМ) модуляции зачастую соизмеримы с полезными изменениями фазы импульсов на выходе ИФМ, что абсолютно недопустимо [4, 5].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В настоящее время в системах радиосвязи широкое применение находят сложные виды цифровой модуляции, которые характеризуются одновременным изменением нескольких параметров. Например, при квадратурной амплитудной модуляции QAM одновременно изменяются и амплитуда, и фаза несущей частоты. В целях упрощения аппаратуры, уменьшения ее веса, габаритов и энергопотребления ЧМ в передатчиках БСР осуществляется непосредственно в синтезаторе. Однако, действие различных дестабилизирующих факторов, имеющих различную природу, приводит к появлению паразитной модуляции [6]. Разработка и исследование схемотехнических решений и устройств ослабления паразитной модуляции в устройствах формирования сигналов, независимо от природы их возникновения, является актуальной научной задачей.

Целью данной работы является моделирование и анализ частотных характеристик функциональных моделей предложенных архитектур одноточечных СЧ с каналами компенсации искажений ИФМ, полученных с применением математического аппарата непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ).

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Модуляция называется угловой (УМ), если в колебании вида

$$u(t) = U_m \sin [\omega_0 t + \Phi(t)] \quad (1)$$

в зависимости от модулирующего сигнала изменяется полная фаза $\varphi(t) = \omega_0 t + \Phi(t)$, где ω_0 – центральная (или средняя) частота колебания с УМ; U_m – неизменная амплитуда колебания; $\Phi(t)$ – мгновенная фаза сигнала.

Модуляция в СЧ может быть реализована как в узкополосном режиме (изменением частоты управляемого напряжением генератора (ГУН)), так и в широкополосном (изменением коэффициента деления дробного делителя частоты (ДДПКД)) [7]. В синтезаторе с узкой полосой пропускания петли ИФАПЧ модулирующий сигнал с ограниченным спектром $f < F_m$ (F_m – верхняя частота модулирующего сигнала) поступает на модулирующий вход ГУН. В СЧ с широкой петлей ИФАПЧ изменение частоты выходного сигнала определяется изменением внешнего воздействия в цепи обратной связи, в частности, управлением коэффициентом деления ДДПКД. При соответствующем выборе шага изменения дробного коэффициента деления выходная частота ГУН будет с заданной точностью отклоняться от центрального значения на величину девиации $\Delta\omega$

$$\omega_{\text{СЧ}} = [N_{\text{int}} + (N_{\text{num}} / N_{\text{den}})](\omega_{\text{ог}} / M), \quad (2)$$

где N_{int} – целая часть коэффициента деления; $N_{\text{num}} / N_{\text{den}}$ – дробная часть коэффициента деления; M – коэффициент деления ОГ.

Для устранения искажений, присутствующих в виде паразитной угловой модуляции (ПУМ) в выходном сигнале СЧ проанализируем структурную схему СЧ с косвенной модуляцией ЧМ2 и каналом компенсации искажений (ККИ) ИФМ, использующим импульсно-фазовый детектор (ИФД) в цепи управления кольца ИФАПЧ (рисунок 1, канал компенсации выделен) [8].

На рис. 1 введены следующие сокращения: ОКГ – опорный кварцевый генератор; ДФКД – делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления; С1, С2 – сумматоры; УПТ1, УПТ2 – усилители постоянного тока; ИМС – источник модулирующего сигнала; УА – управляемый аттенюатор; ИНТ – интегратор; МК – микроконтроллер (блок установки частоты); ФНЧ1, ФНЧ2 – фильтр нижних частот; ДДПКД – делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления; ИНВ – инвертор.

На выходе С2 формируется управляющее напряжение, изменяющееся по закону $(\varphi_M - \varphi_\Pi)$, которое далее подается на модулирующий вход ИФМ и компенсирует в полосе пропускания ФНЧ1 искажение модуляции фазы опорных импульсов, являющихся следствием воздействия дестабилизирующих факторов. На выходе ИФМ опорные импульсы будут промодулированы в соответствии с исходным модулирующим сигналом, а также ослаблены паразитные фазовые приращения, влияющие на кратковременную стабильность частоты выходного сигнала СЧ.

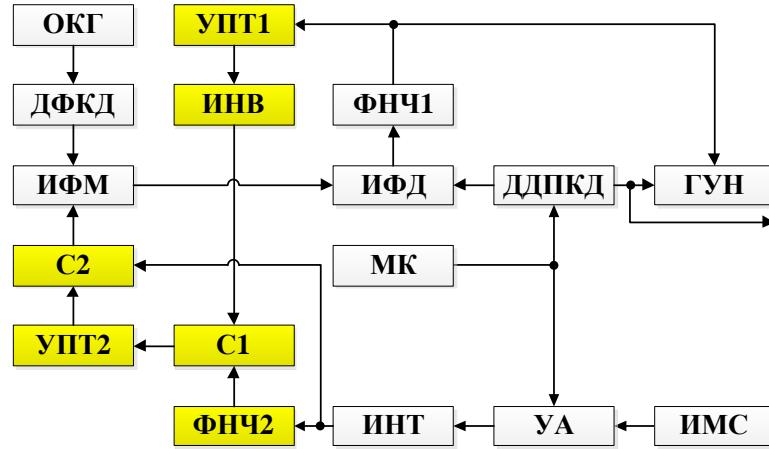


Рис. 1. Структурная схема СЧ с модуляцией ЧМ2 и каналом компенсации искажений ИФМ, использующим ИФД в цепи управления ИФАПЧ

Процессы, протекающие в канале компенсации искажений ИФМ, описываются нелинейным дифференциальным уравнением, зачастую не имеющим решения в аналитическом виде. Математический аппарат НКЛФ дает возможность получить для устройства с произвольными нелинейными характеристиками составляющих звеньев передаточные характеристики, количественно и качественно исследовать устойчивость и динамические свойства. Описанный подход используется и для разработки функциональной модели канала компенсации искажений ИФМ при аппроксимации характеристики нелинейных звеньев (ИФД, ГУН) канала компенсации при помощи НКЛФ [6].

Функциональная модель СЧ с модуляцией ЧМ2 и ККИ ИФМ, использующим ИФД в цепи управления кольца ИФАПЧ, изображена на рисунке 2 [9].

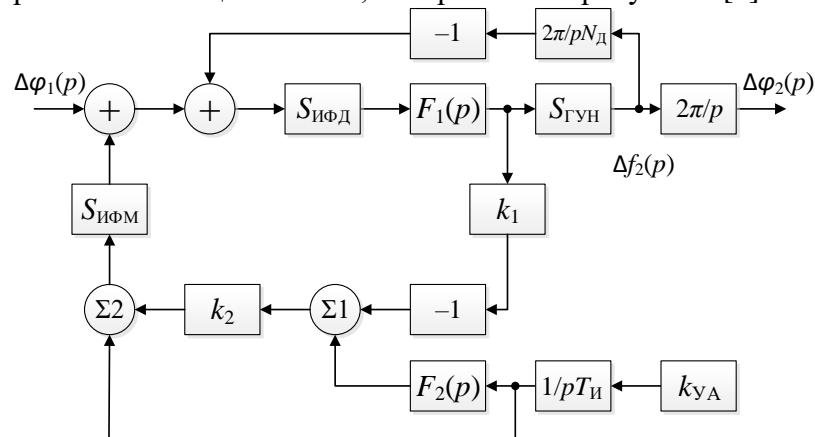


Рис. 2. Функциональная модель СЧ с модуляцией ЧМ2 и каналом компенсации искажений ИФМ, использующим ИФД в цепи управления ИФАПЧ

На рис. 2 приняты обозначения: $S_{\text{ИФД}}$, $S_{\text{ИФМ}}$, $S_{\text{ГУН}}$ – крутизна характеристики ИФД, ИФМ и ГУН соответственно; $F_1(p)$, $F_2(p)$ – передаточная функция ФНЧ1 и

ФНЧ2 соответственно; N_{Δ} – коэффициент деления ДДПКД; k_1 , k_2 – коэффициенты усиления УПТ1 и УПТ2 соответственно; k_{yA} – коэффициент усиления УА.

Для функциональной модели (рис. 2) нормированная на $N_{\Delta}/2\pi T_{PLL}$, передаточная функция (ПФ) «частота–фаза», рассчитанная с применением НКЛФ, имеет вид

$$H_{f-\varphi}^H(p) = \frac{\Delta f_2(p)}{\Delta \varphi_1(p)} = p T_{PLL} \left[1 + \frac{p T_{PLL}}{F(p) \cdot H_{KK2}(p)} \right]^{-1}, \quad (3)$$

где $H_{KK2}(p) = [1 + F_1(p)[N_{P1}(p) + N_{P2}(p)F_2(p)]]^{-1}$ – ПФ ККИ СЧ с ЧМ2;

$T_{PLL} = N_{\Delta}/2\pi S_{ИФД} S_{ГУН}$ – постоянная времени кольца ИФАПЧ; $N_{P1}(p) = \frac{A \cdot B}{p}$,

$N_{P2}(p) = \frac{C \cdot B}{p}$ – коэффициенты регулировки ККИ, $A = \frac{k_{yA}}{T_{II}}$, $B = k_1 k_2 \cdot S_{ИФД} S_{ИФМ}$,

$C = \frac{k_2 \cdot k_{yA}}{T_{II}}$; T_{II} – постоянная времени ИНТ; p – переменная преобразования Лапласа

Нормированная на величину N_{Δ} ПФ «фаза–фаза» имеет следующий вид

$$H_{\Delta\varphi}^H(p) = \frac{\Delta \varphi_2(p)}{\Delta \varphi_1(p)} = \frac{1}{1 + \frac{p T_{PLL}}{H_{KK2}(p) \cdot F_1(p)}}. \quad (4)$$

Частотные компенсационные характеристики (ЧКХ) «частота-фаза» (рис. 3а, 4а) и «фаза-фаза» (рис. 3б, 4б) функциональной модели (рис. 2), выраженные в [дБ], при использовании ФНЧ 1-го порядка при различных коэффициентах усиления УПТ1 и УПТ2 представлены на рисунках 3, 4. На рис. 3: кривая 1 – $k_1 = 1$, $k_2 = 1$; кривая 2 – $k_1 = 10$, $k_2 = 1$; кривая 3 – $k_1 = 100$, $k_2 = 1$ и постоянной времени ФНЧ $T_1 = T_2 = 10^{-4}$ с. На рис. 4: 1 кривая – $T_1 = 10^{-4}$ с, $T_2 = 10^{-4}$ с; кривая 2 – $T_1 = 10^{-3}$ с, $T_2 = 10^{-3}$ с; кривая 3 – $T_1 = 10^{-2}$ с, $T_2 = 10^{-2}$ с и $k_1 = 1$, $k_2 = 1$.

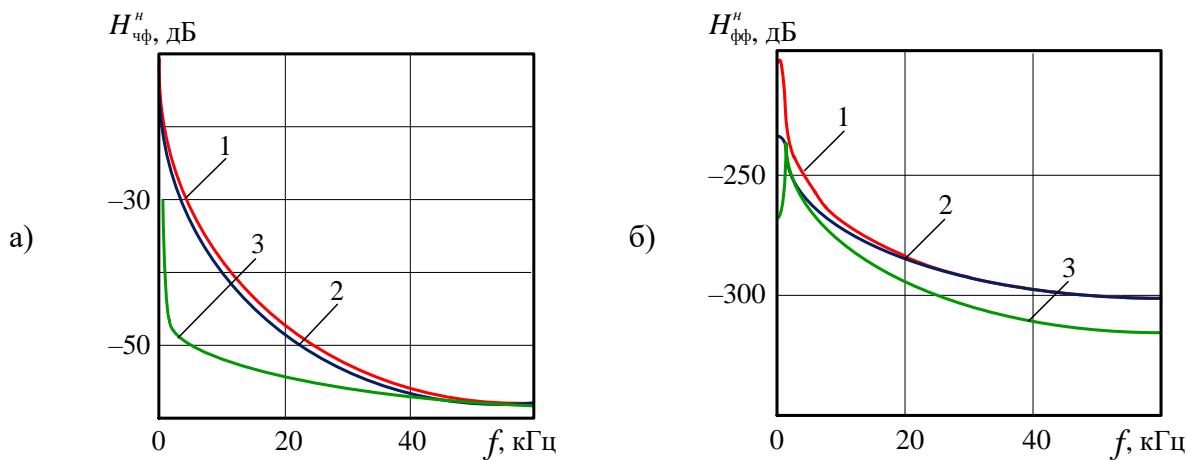


Рис. 3. ЧКХ СЧ с ЧМ2 «частота-фаза» (а) и «фаза-фаза» (б) при использовании ФНЧ 1-го порядка и при различных k_1 и k_2

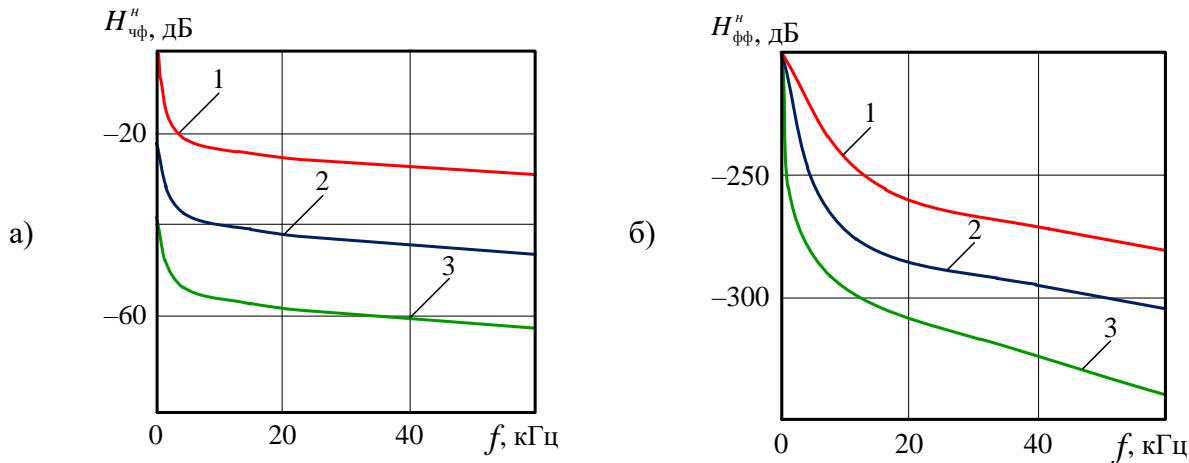


Рис. 4. ЧКХ СЧ с ЧМ2 «частота-фаза» (а) и «фаза-фаза» (б) при использовании ФНЧ 1-го порядка и при различных T_1 и T_2

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 3 и 4, позволяет сделать выводы, что с увеличением коэффициента усиления УПТ1 происходит уменьшение уровня ПУМ. Уровень ПЧМ на частоте 10 кГц при $k_1=1$ составляет минус 38 дБ, а уровень ПФМ – минус 265 дБ. Повышение постоянной времени ФНЧ1 и ФНЧ2 ведет к снижению ПЧМ и ПФМ. На рисунках 5, 6 приведены ЧКХ «частота-фаза» (рис. 5а, 6а) и «фаза-фаза» (рис. 5б, 6б) СЧ с ЧМ2 при использовании ФНЧ 2-го порядка Чебышева (рис. 5а, 5б) и Баттервортса (рис. 6а, 6б), построенные при различных коэффициентах усиления УПТ1 и УПТ2: кривая 1 – $k_1=1$, $k_2=1$; кривая 2 – $k_1=10$, $k_2=1$; кривая 3 – $k_1=100$, $k_2=1$ и постоянной времени ФНЧ $T_1=T_2=10^{-4}$ с.

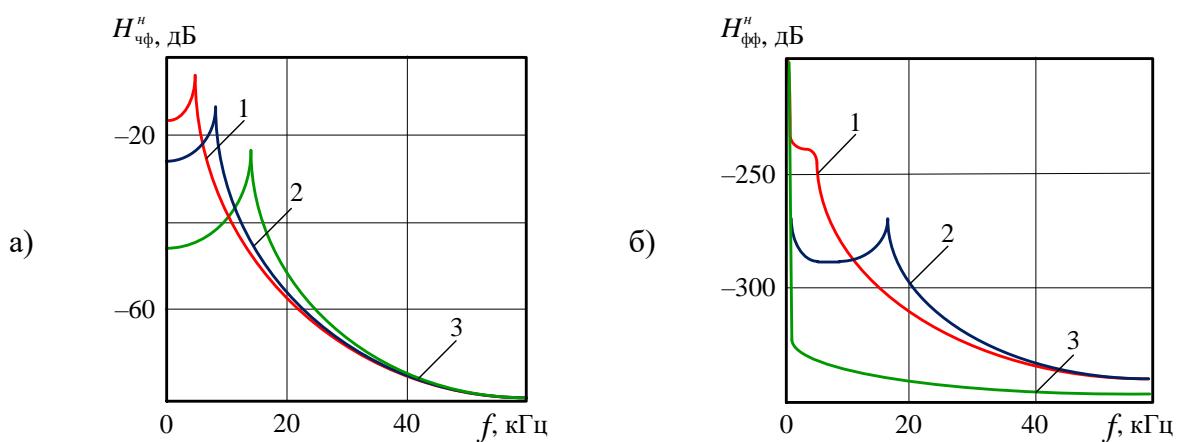


Рис. 5. ЧКХ СЧ с ЧМ2 «частота-фаза» (а) и «фаза-фаза» (б) при использовании ФНЧ Чебышева 2-го порядка при различных k_1 и k_2

Из анализа представленных на рис. 5, 6 графиков видно, что использование УПТ1 с большим коэффициентом усиления приводит к снижению уровня ПЧМ и ПФМ, что позволяет обеспечить повышение чистоты спектра выходного сигнала СЧ, выбор фильтра в большей степени влияет на крутизну кривых и наличие всплесков в НЧ области.

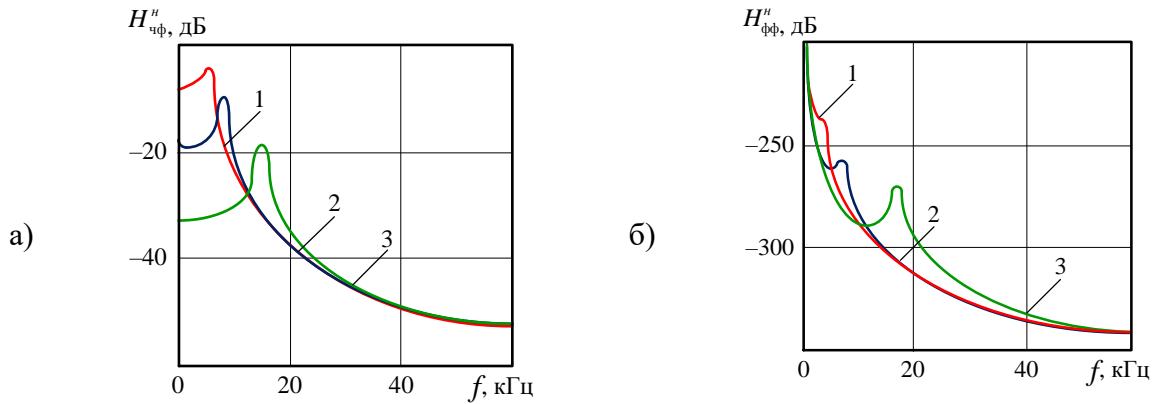


Рис. 6. ЧКХ СЧ с ЧМ2 «частота-фаза» (а) и «фаза-фаза» (б) при использовании ФНЧ Баттервортса 2-го порядка при различных k_1 и k_2

В случае применения ФНЧ Баттервортса 2-го порядка при $k_1 = 1$ на частоте 10 кГц величина подавления ПЧМ и ПФМ составляет минус 23 дБ и минус 285 дБ соответственно, при $k_1 = 10$ – минус 24 дБ и минус 295 дБ соответственно, а при $k_1 = 100$ – минус 30 дБ и минус 290 дБ соответственно. При подавлении ПУМ предпочтительнее использовать ФНЧ 2-го порядка Чебышева.

При реализации в СЧ метода ЧМЗ введение точки модуляции осуществляется с использованием ИФМ в цепи обратной связи кольца ИФАПЧ, что приводит к ухудшению кратковременной стабильности частоты несущего колебания СЧ [7]. На рисунке 7 приведена архитектура СЧ с модуляцией ЧМЗ и ККИ ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД [8].

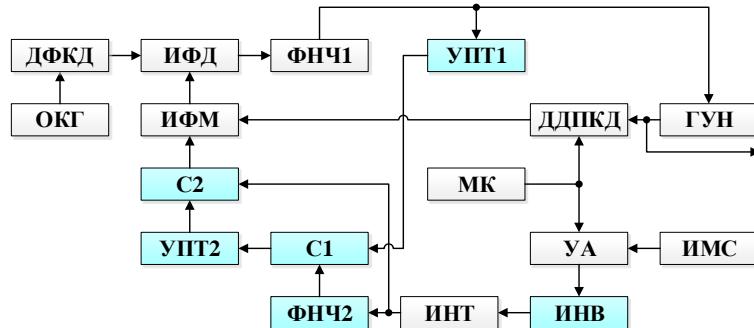


Рис. 7. Архитектура СЧ с модуляцией ЧМЗ и каналом компенсации искажений ИФМ в цепи обратной связи между ДДПКД и ИФД

Функциональная модель СЧ с модуляцией ЧМЗ и ККИ ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД, приводится на рисунке 8 [9].

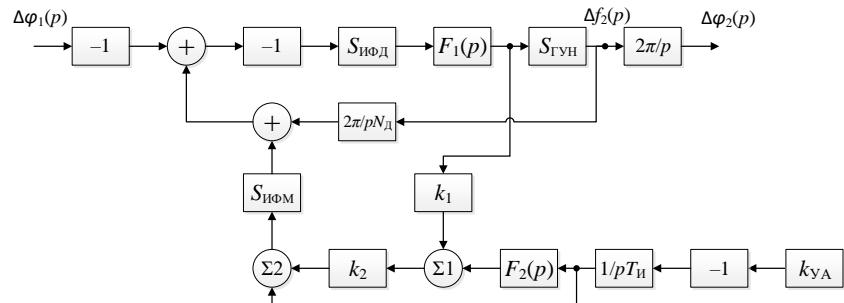


Рис. 8. Функциональная модель СЧ с модуляцией ЧМЗ и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД

Для модели (рис. 8) ПФ «частота–фаза» имеет вид

$$H_{f-\phi}^H(p) = \frac{\Delta f_2(p)}{\Delta \varphi_1(p)} = \frac{p T_{PLL} H_{KK3}(p)}{p T_{PLL} + H_{KK3}(p)}, \quad (5)$$

где $H_{KK3}(p) = \frac{F_1(p) S_{ИФД}}{1 + F_1(p)[E - N_{P3}(p) - N_{P4}(p)F_2(p)]}$ – ПФ ККИ СЧ с ЧМ2;

$$N_{P3}(p) = \frac{L}{p}, \quad N_{P4}(p) = \frac{J}{p}; \quad L = \frac{k_{yA} S_{ИФД} S_{ИФМ}}{T_i}, \quad J = \frac{k_{yA} k_2 S_{ИФД} S_{ИФМ}}{T_i}, \quad E = k_1 k_2 \cdot S_{ИФД} S_{ИФМ}.$$

Нормированная ПФ «фаза–фаза» имеет следующий вид

$$H_{\Delta\phi}^H(p) = \frac{\Delta\varphi_2(p)}{\Delta\varphi_1(p)} = \frac{H_{KK3}(p)}{p T_{PLL} + H_{KK3}(p)}. \quad (6)$$

Были получены ЧКХ «частота–фаза» (рис. 9а, 10а) и «фаза–фаза» (рис. 9б, 10б) СЧ с ЧМ3 (рис. 7) с ФНЧ 1-го порядка при: 1 – $k_1 = 1, k_2 = 1$; 2 – $k_1 = 10, k_2 = 1$; 3 – $k_1 = 100, k_2 = 1$ и $T_1 = T_2 = 10^{-4}$ с (рис. 9а, 9б), при различных постоянных времени: 1 – $T_1 = 10^{-4}$, $T_2 = 10^{-4}$ с; 2 – $T_1 = 10^{-3}$, $T_2 = 10^{-3}$ с; 3 – $T_1 = 10^{-2}$, $T_2 = 10^{-2}$ с (10а, 10б).

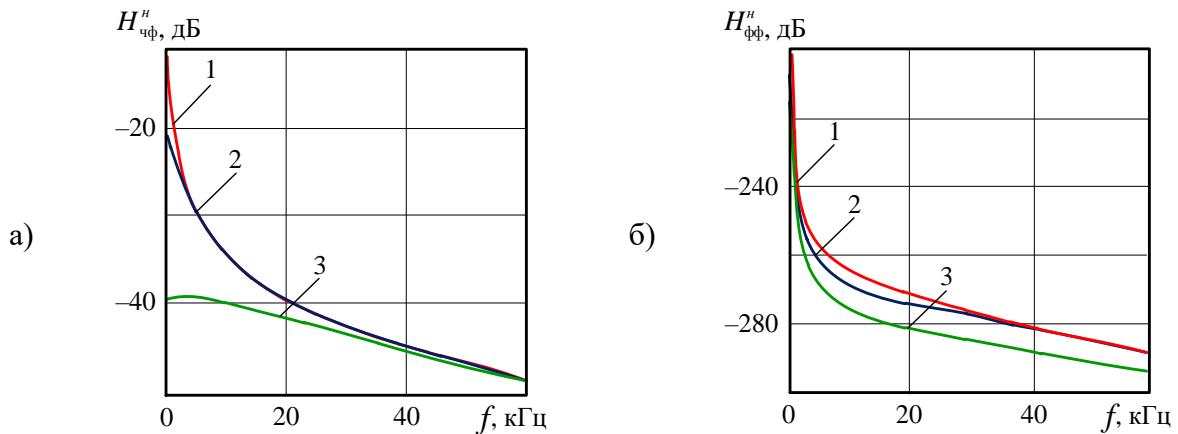


Рис. 9. ЧКХ СЧ с ЧМ2 «частота–фаза» (а) и «фаза–фаза» (б) при использовании ФНЧ 1-го порядка при различных коэффициентах усиления УПТ1 и УПТ2

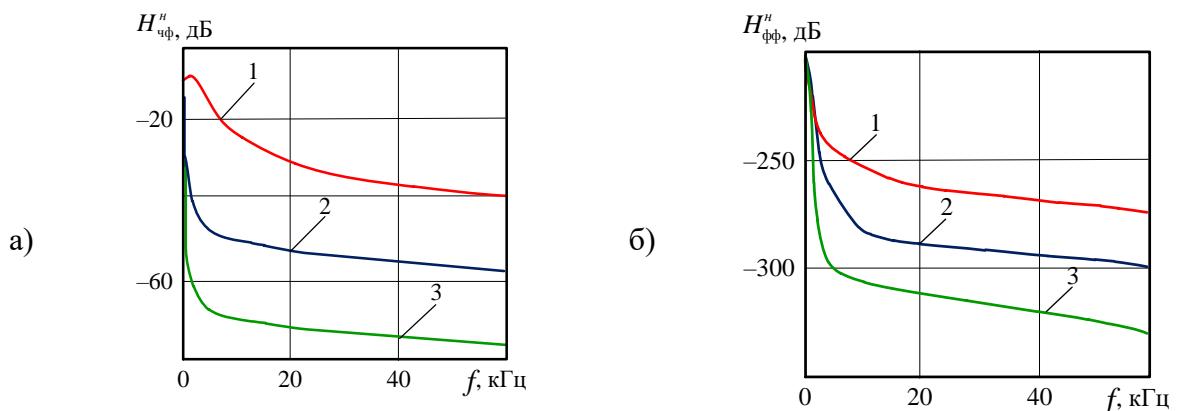


Рис. 10. ЧКХ СЧ с ЧМ2 «частота–фаза» (а) и «фаза–фаза» (б) при использовании ФНЧ 1-го порядка при различных постоянных времени ФНЧ1 и ФНЧ2

Приведенные на рис. 9, 10 зависимости говорят о влиянии коэффициента УПТ и постоянных времени ФНЧ1 и ФНЧ2 на величину паразитных составляющих в спектре выходного сигнала. При изменении величины k_1 от 1 до 100 видно значительное уменьшение ПЧМ и ПФМ (например, на частоте 10 кГц на 5 дБ и 13 дБ соответственно), также при увеличении постоянных времени T_1 , T_2 видны аналогичные зависимости (например, на частоте 10 кГц на 49 дБ и 60 дБ соответственно). Следует отметить, что уровень подавления фазовых искажений в значительной степени превышает уровень подавления частотных искажений.

На рисунках 11, 12 изображены ЧКХ «частота-фаза» (рис. 11а, 12а) и «фаза-фаза» (рис. 11б, 12б) СЧ с ЧМЗ при использовании ФНЧ 2-го порядка Чебышева и Баттерворта: кривая 1 – $k_1=1$, $k_2=1$; кривая 2 – $k_1=10$, $k_2=1$; кривая 3 – $k_1=100$, $k_2=1$ и $T_1=T_2=10^{-4}$ с.

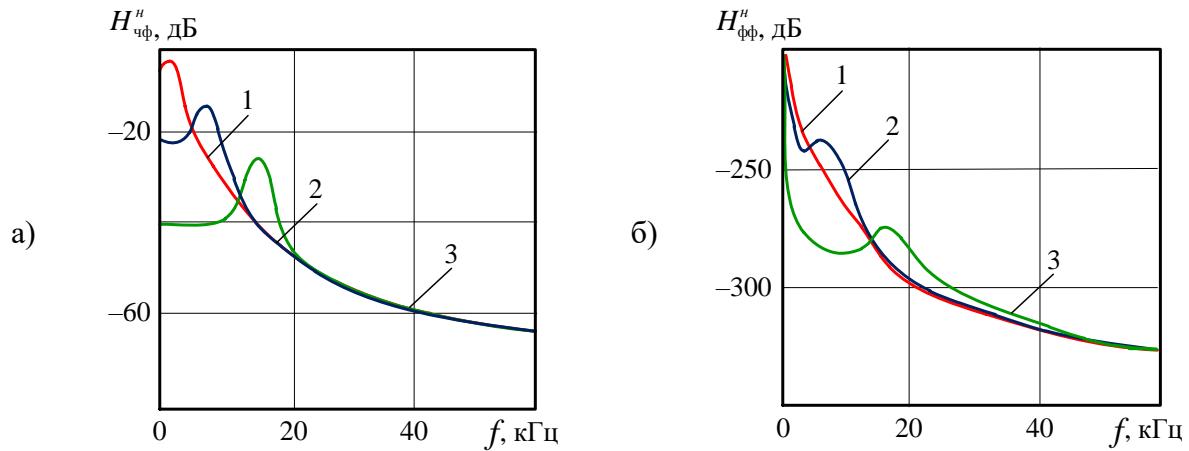


Рис. 11. ЧКХ СЧ с ЧМЗ «частота-фаза» (а) и «фаза-фаза» (б) при использовании ФНЧ Чебышева 2-го порядка при различных коэффициентах УПТ1 и УПТ2

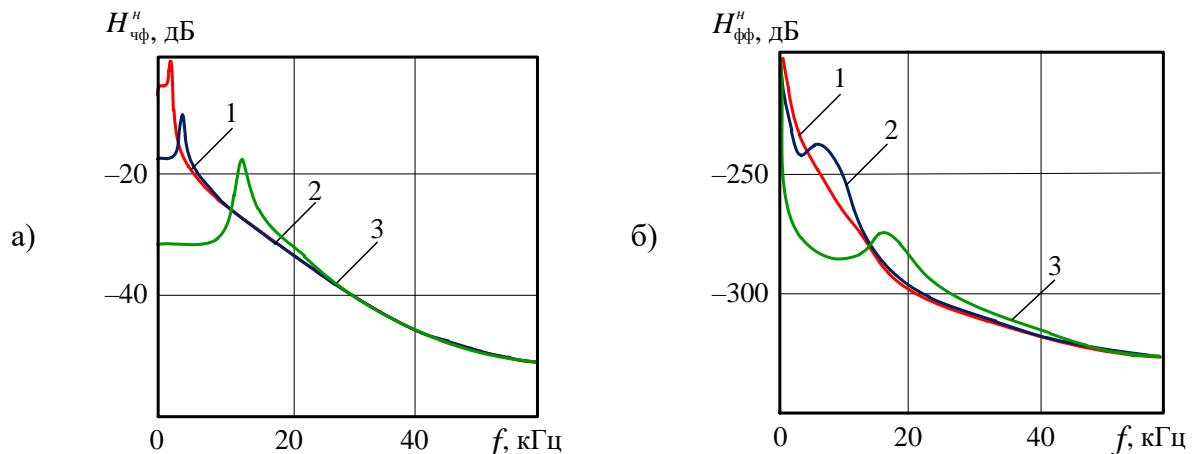


Рис. 12. ЧКХ СЧ с ЧМЗ «частота-фаза» (а) и «фаза-фаза» (б) при использовании ФНЧ Баттервортса 2-го порядка при различных коэффициентах усиления УПТ1 и УПТ2

Из анализа приведенных на рис. 11, 12 ЧКХ можно сделать вывод, что для получения низкого уровня ПУМ необходимо использовать УПТ с большим коэффициентом усиления. Например, в случае применения ФНЧ Чебышева 2-го порядка на частоте 10

кГц компенсация ПЧМ и ПФМ составляет при $k_1 = 1$ – минус 24 дБ и минус 245 дБ, при $k_1 = 10$ – минус 40 дБ и минус 246 дБ, а при $k_1 = 100$ – минус 40 дБ и минус 270 дБ соответственно. Аналогичные тенденции прослеживаются и при использовании ФНЧ Баттервортса 2-го порядка (на частоте 10 кГц компенсация ПЧМ и ПФМ при $k_1 = 1$ – минус 32 дБ и минус 260 дБ, при $k_1 = 10$ – минус 33 дБ и минус 245 дБ, а при $k_1 = 100$ – минус 42 дБ и минус 285 дБ соответственно). Однако на частотах более 20 кГц данная зависимость мало прослеживается.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе приведены результаты моделирования частотных характеристик функциональных моделей архитектур одноточечных СЧ с каналами компенсации искажений ИФМ, включенными в цепь управления ИФАПЧ, а также в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД. Проанализированы построенные с помощью аппарата НКЛФ ЧКХ каналов компенсации ПУМ выходного сигнала СЧ при использовании ФНЧ 1-го порядка, а также ФНЧ 2-го порядка Баттервортса и Чебышева 1-го рода.

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. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
3. Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В., Савченко М.П., Тихомиров Н.М. Модернизация синтезаторов частот радиостанции УКВ радиосвязи // Т–Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – № 9. – С. 20–27.
4. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В. Особенности разработки широкополосных цифровых формирователей мощных ЧМ сигналов // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 3. – С. 46–56.
5. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В. Построение малошумящих быстродействующих синтезаторов частот для УКВ радиосвязи // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2021. – № 5. – С. 25–28.
6. Леньшин А.В., Шаталов Е.В. Частотные и динамические характеристики устройств компенсации фазовых искажений синтезаторов частот // Телекоммуникации. – 2022. – № 12. – С. 2–13.
7. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
8. Сидорчук В.П., Коротков А.С. Архитектуры цифровых синтезаторов частот с автокомпенсацией помех импульсно-фазового модулятора // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов IV Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструктиров вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (9 ноября 2023 г., г. Сызрань) / Науч. ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2024. – С. 265–270.
9. Губарь М.Н., Коротков А.С. Исследование функциональных моделей одноточечных синтезаторов частот с каналами автокомпенсации помех импульсно-фазового модулятора // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов IV Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструктиров вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (9

ноября 2023 г., г. Сызрань) / Науч. ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2024. – С. 164–169.

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. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices. – M.: Radio and Communications, 2010. – 328 p.
3. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M. Modernization of frequency synthesizers of the VHF radio station // T-Comm: Telecommunications and Transport. – 2022. – No. 9. – Pp. 20–27.
4. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V. Features of the development of broadband digital shapers of powerful FM signals // Theory and technology of radio communications. – 2023. – No. 3. – Pp. 46–56.
5. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V. Construction of low-noise high-speed frequency synthesizers for VHF radio communications // Synchronization, signal generation and processing systems. – 2021. – No. 5. – Pp. 25–28.
6. Lenshin A.V., Shatalov E.V. Frequency and dynamic characteristics of phase distortion compensation devices of frequency synthesizers // Telecommunications. – 2022. – No. 12. – Pp. 2–13.
7. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in synthesizers with automatic tuning. – M.: Radio and Communications, 2004. – 210 p.
8. Sidorchuk V.P., Korotkov A.S. Architectures of digital frequency synthesizers with automatic compensation interference of the pulse-phase modulator // actual problems of development of weapons and military aviation technology (Helicopters): a collection of materials of the IV International Military Scientific Conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamova (November 9, 2023, Syzran) / nauch. edited by Yu.A. Savchenko. – Kirov: ICITO Publishing House, 2024. – Pp. 265–270.
9. Gubar M.N., Korotkov A.S. Investigation of functional models of single-point frequency synthesizers with channels of autocompensation interference of the pulse-phase modulator // actual problems of development of weapons and military aviation technology (Helicopters): a collection of materials of the IV International Military Scientific Conference dedicated to the memory of designers vertoletov M.L. Mil and N.I. Kamova (November 9, 2023, Syzran) / nauch. edited by Yu.A. Savchenko. – Kirov: ICITO Publishing House, 2024. – Pp. 164–169.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРА ЗАГОЛОВКА ПРОПРИЕТАРНОГО ПРОТОКОЛА КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ОЦЕНИВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭНТРОПИИ КАДРОВ В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

К. В. Семенов¹, А. Г. Крылов¹, В. В. Кузьмин²

¹Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
(ВКА имени А.Ф. Можайского), Санкт-Петербург, Россия

²Военный университет радиоэлектроники (ВУРЭ), Череповец, Россия

Аннотация. В статье описан способ определения границ заголовков проприетарных протоколов канального уровня с функциями управления цифровыми потоками в каналах передачи данных с коммутацией пакетов спутниковых систем связи на основе расчёта информационной энтропии. В результате проведенного исследования рассчитано пороговое значение, которое позволяет с достаточной долей вероятности определять размер заголовка проприетарного протокола и в дальнейшем производить его анализ, для устранения неопределенности относительно параметров функций управления цифровыми потоками и согласования спутниковой аппаратуры от различных производителей.

Ключевые слова: проприетарный протокол, спутниковая система связи, канальный уровень, информационная энтропия, передача данных с коммутацией пакетов.

DETERMINING THE SIZE OF THE HEADER OF A PROPRIETARY PROTOCOL OF THE CHANNEL LEVEL BASED ON THE RESULTS OF ASSESSING THE INFORMATION ENTROPY OF FRAMES IN THE DATA TRANSMISSION CHANNEL WITH PACKET SWITCHING OF SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

K. V. Semenov¹, A. G. Krylov¹, V. V. Kuzmin²

¹Military Space Academy named after A.F. Mozhaisky (VKA named after A.F. Mozhaisky),
St. Petersburg, Russia

²Military University of Radio Electronics (VURE), Cherepovets, Russia

Abstract. This paper describes a method for determining the boundaries of headers of proprietary link-level protocols with digital flow control functions in packet-switched data transmission channels of satellite communication systems based on the calculation of information entropy. As a result of the study, a threshold value was calculated that allows, with a sufficient degree of probability, to determine the size of the proprietary protocol header and subsequently analyze it in order to eliminate uncertainty regarding the parameters of the digital flow management function and the coordination of satellite equipment from different manufacturers.

Keywords: proprietary protocol, satellite communication system, link layer, information entropy, packet switched data transmission.

1. ВВЕДЕНИЕ

Приоритетным направлением в развитии телекоммуникационных сетей является предоставление абонентам инфокоммуникационных сервисов по средствам устойчивой и надежной связи в различных физико-географических условиях. В настоящее время требованиям по доступности, зонам покрытия, качеству предлагаемых услуг наиболее полно соответствует спутниковая связь. Ввод в использование новых и поддержание существующих сервисов требуют от компаний и организаций, предоставляющих услуги спутниковой связи, непрерывного ведения работ по поддержанию и улучшению пропускной способности каналов передачи данных и её эффективному использованию. Поддержание, улучшение и эффективное использование могут достигаться за счет перехода на новые технологии передачи данных, переформатирования механизмов управления процессами распределения ресурсов, оптимизации их задействования, а также доработкой, изменением и разработкой новых протоколов коммутационного взаимодействия. При этом каждое из корректирующих или вносящих изменение воздействий происходят, преимущественно, на нижних уровнях эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС), в частности, на физическом и канальном. Процессы, относящиеся к физической доработке, модернизации и внедрению новых образцов спутникового оборудования происходят на физическом уровне. На канальном уровне все изменения производятся путем программной коррекции существующих и разработкой новых протоколов коммутационного взаимодействия. Любые вносимые изменения относительно протоколов порождают неопределенность различных уровней, не знание априорной информации о которой, затрудняет обработку протокольных блоков на канальном уровне, и как следствие, приводит к рассогласованию оборудования между передающей и приемной сторонами.

Реализуемые на канальном уровне функций: обеспечение строго очередного служебного интерфейса для сетевого уровня, обработка ошибок передачи данных и управление цифровым потоком (ЦП), оказывают непосредственное влияние на возникновение неопределенности следующих уровней [1]: обеспечение порядка следования кадров, относительно контроля целостности и корректности передаваемой информации; сжатие (уменьшение избыточности служебных символов в заголовках протоколов канального уровня); адаптация адресации (уплотнение нескольких кадров в один по адресному признаку); фрагментация.

Проблематика устранения описанных выше уровней неопределенности, также, связана с тем фактом, что на современном этапе развития систем передачи данных, разработки и использования различных мессенджеров и приложений, отмечается внедрение проприetaryных протоколов, описание которых в открытых источниках информации отсутствует [1]. Каждый проприетарный протокол разрабатывается для реализации конкретных функций канального уровня. Это отражается в его преамбуле, которая формируется путем инкапсуляции структурных элементов (СЭ). Каждому из СЭ соответствует свой параметрический портрет, который является уникальным и позволяет с достаточной долей вероятности распознать его в заголовке проприетарного протокола. В свою очередь для повышения вероятности правильного обнаружения СЭ и снижения времени на выполнение всех последующих операций необходимо определить границу заголовка проприетарного протокола канального уровня.

Целью научной статьи является описание способа определения границ заголовков проприетарных протоколов канального уровня, реализующих функции управления ЦП пакетных видов передач спутниковых систем связи (ССС), на основе оценивания информационной энтропии и информационной избыточности. При этом под информационной избыточностью, в контексте данной научной статьи, понимается объем служебных символов в каждом кадре, необходимый для гарантированной

доставки пользовательских данных получателю [2]. Данная работа позволит в дальнейшем провести исследование заголовков проприетарных протоколов канального уровня, определить параметры СЭ и устраниТЬ все уровни неопределенности относительно функций управления ЦП проприетарными протоколами канального уровня.

2. РАСЧЕТ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭНТРОПИИ КАДРОВ ПАКЕТНЫХ ВИДОВ ПЕРЕДАЧ, РЕТРАНСЛИРУЕМЫХ В КАНАЛАХ ССС

Для решения поставленной задачи проведен анализ значений информационной энтропии и коэффициентов избыточности служебных символов в каждом кадре ЦП, транслируемого в канале передачи данных ССС. Обоснованы их пороговые значения, в результате оценивания которых принимается решение об определении границы преамбулы проприетарного протокола канального уровня.

В качестве исходных данных определена выравненная по началу заголовков проприетарных протоколов канального уровня с функциями управления ЦП с неопределенностью относительно фрагментации пакетов пользовательских данных последовательность кадров $Kr_{\langle \rangle}^{npo}$, объединенная в массив, из которого выделены подмассивы содержащие первые, промежуточные и последние кадры фрагментированных пакетов. Это обусловлено существенным отличием размеров заголовков, содержащих служебные символы. Так в первом кадре содержатся заголовки всех протоколов, формирующих кадр, в соответствии с требованиями ЭМВОС, в последних кадрах только заголовки протоколов канального уровня, а в промежуточных также заголовки протоколов канального уровня со сжатием минимум на один байт.

Массив и подмассивы представляются в виде матриц, размеры которых определяются исходя из объемов выборок – количества кадров z и их длины L^{kr} . Необходимо учитывать тот факт, что размеры кадров имеют вариативные значения, выравнивание длины матрицы осуществляется по размеру самого длинного кадра в массиве (рисунок 1).

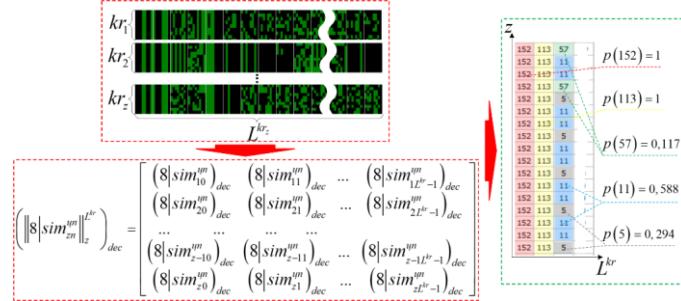


Рис. 1. Пример выравненного по началу преамбул протоколов канального уровня массив кадров, представленный в виде матрицы $\left\| 8|sim_{zn}^{un} \right\|_z^{L^{kr}}$ и расчета значения вероятности появления события $p(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$.

Для оценивания объема служебных символов в заголовке кадра, необходимо определить границу между преамбулами протоколов и пользовательскими данными. Определение границы производится по результатам оценивания информационной энтропии на позициях каждого столбца сформированных матриц. Это позволяет оценить меру хаотичности или разнородности символьных последовательностей по столбцам на всей её длине [3]. Информационная энтропия рассчитывается согласно выражения:

$$H(8|sim_{zn}^{un})_{dec} = -\sum p(8|sim_{zn}^{un})_{dec} \cdot \log_2 p(8|sim_{zn}^{un})_{dec}; \quad (1)$$

где $p(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ – статистическая вероятность появления события, которая определяется исходя из вариативности значений элементов матрицы $\|8|sim_{zn}^{un}\|_z^{L^k}$ в каждом столбце (рисунок 1);
 $(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ – n -я последовательность восьми двоичных символов z -го кадра представленная в десятичной системе счисления равная одному байту.

Установлено, что в заголовках протоколов на всех уровнях ЭМВОС в большинстве случаев СЭ принимают фиксированное значение или изменяются не значительно, то информационная энтропия на этих позициях стремиться к нулю, к постоянным значениям или резко изменяется от одной символьной последовательности к другой. В свою очередь информационная энтропия символьных последовательностей, принадлежащих информационной части, принимает возможные максимально-большие значения, при этом изменения значений информационной энтропии между соседними символьными последовательностями будут не значительны.

По результатам расчета функции $H(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ матрицы $\|8|sim_{zn}^{un}\|_z^{L^k}$ определены вектора значений $\vec{H}(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$, которые демонстрируют характер изменения информационной энтропии в зависимости от назначения передаваемых символов (рисунок 2).

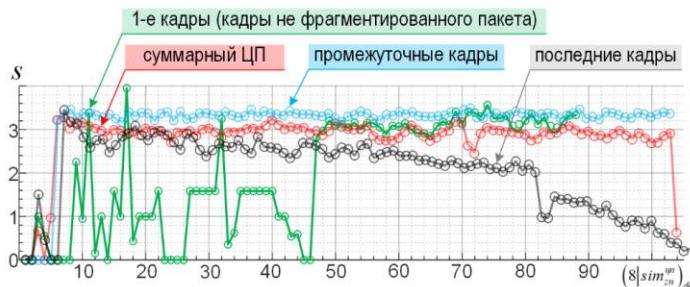


Рис. 2. Графическое отображение значений функции информационной энтропии, рассчитанной для массива и подмассивов всех типов кадров.

Для определения границ между служебными и информационными символами по результатам оценивания показателей информационной энтропии расчитывается функция $h(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ «выражение (2)», которая отображает разность, взятую по модулю, между впереди идущим значением функции $H(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ в векторе строке $\vec{H}(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ и предыдущим.

$$h(8|sim_{zn}^{un})_{dec} = \left| H(8|sim_{zn}^{un})_{dec} - H(8|sim_{zn-1}^{un})_{dec} \right|. \quad (2)$$

Анализ результатов расчета функции $h(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ (рисунок 3), позволяет сделать вывод о том, что она принимает максимальные значения на границах между информационными и служебными символами кадров (точки $h_1, h_p, h_{pr}, h_\Sigma$ на рисунке 3).

В данном случае учитывается многообразие протоколов, а также различные типы передаваемой информации в каналах ССС, значения функции разности $h(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$, между информационными и служебными символьными последовательностями, будут случайными. Поэтому предлагается рассчитать пороговое значение функции

$h(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$, которое позволит с достаточной долей вероятности, не ниже 0,95, определять границы между служебными и информационными символами в кадре.

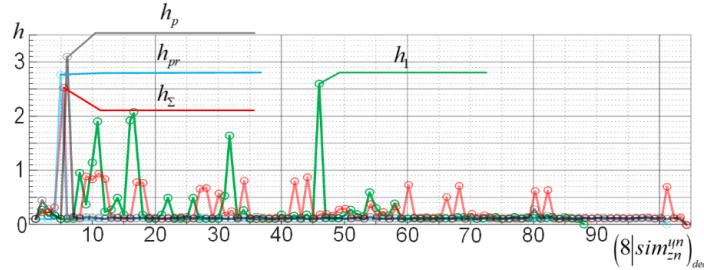


Рис. 3. Графическое представление изменений функции $h(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$.

Для достижения требуемого качества оценки распределения значений функции h на доверительном интервале 0,01, установлено, что необходимо достаточный объём выборки составляет $N_{mp} = 10000$ кадров. Подробно порядок расчета объема выборки описан в статье [3].

Для определения закона распределения случайной величины необходимо вычислить его основные статистические характеристики, такие как математическое ожидание m_h^* , дисперсия D_h^* и среднее квадратическое отклонение σ_h^* (СКО), «выражения (3 – 5)».

$$m_h^* = \sum_{i=1}^n h_i p_i^*; \quad (3)$$

$$D_h^* = \sum_{i=1}^n (h_i - m_h^*)^2 p_i^*; \quad (4)$$

$$\sigma_h^* = \sqrt{D_h^*}; \quad (5)$$

где p_i^* – частота попадания значений случайной величины h в заданный интервал.

Таблица 1. Основные числовые характеристики распределений

Выборка	N_{mp}	m_h^*	σ_h^*
Значение функции разности h_{ep} на границе служебных и информационных символов	10000	2,87	0,98
Значение функции разности h_{K_r} на всех символьных позициях кроме граничной	10000	1,4132	0,4195

Для обоснования закона распределения, соответствующего экспериментальным данным, были рассчитаны коэффициенты асимметрии a_h^* и эксцесса e_h^* «выражения (6), (7)».

$$a_h^* = \frac{\sum_{i=1}^n (h_i - m_h^*)^3 p_i}{\sigma_h^{*3}}, \quad (6)$$

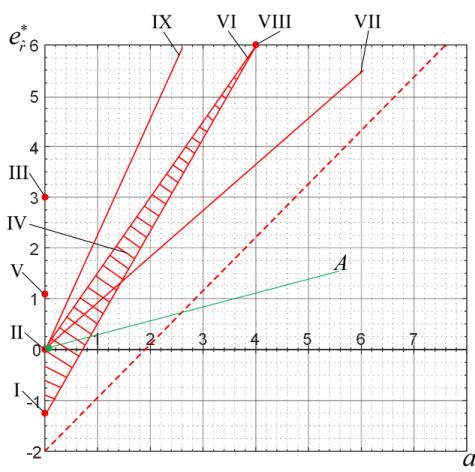
Коэффициенты асимметрии и эксцесса, результаты расчета которых представлены в таблице 2, позволяют приближенно определить гипотетический закон распределения.

Диаграмма, представленная на рисунке 4, описывает свойственные каждому закону распределения зависимости между коэффициентами асимметрии и эксцесса [4].

$$e_h^* = \frac{\sum_{i=1}^n (h_i - m_h^*)^4 p_i}{\sigma_h^{*4}} - 3. \quad (7)$$

Таблица 2. Результаты расчета коэффициентов асимметрии и эксцесса

Выборка	a_h^*	e_h^*
Значение функции разности h_{ep} на границе служебных и информационных символов	0,057	0,065
Значение функции разности h_{Kp} на всех символьных позициях кроме пороговой	0,008	0,078



I – для равномерного закона;
II – для нормального закона;
III – для закона Лапласа;
IV – для бета-распределения;
V – для закона Стьюдента;
VI – для гамма-распределения;
VII – для закона Пуассона;
VIII – для показательного закона;
IX – для логарифмически-нормального распределения;
A – зависимости оценок коэффициентов асимметрии и эксцесса, полученные для статистических данных.

Рис. 4. Зависимости коэффициентов асимметрии и эксцесса для разных законов распределения.

Графически представленные на рисунке 4 соотношения коэффициентов асимметрии и эксцесса для анализируемой величины (точка А) находятся максимально близко к точке II, что позволяет выдвинуть гипотезу о распределении данных, полученных эмпирическим путем по нормальному или Рэлеевскому законам. В свою очередь теоретические значения коэффициентов асимметрии и эксцесса для любого нормального закона должны быть равны нулю [4]. В связи с чем необходимо проверить точность выдвигаемой гипотезы.

Для обоснования гипотезы о нормальном распределении данных, полученных эмпирическим путем, предлагается использовать метод Пирсона. Для этого необходимо рассчитать показатели согласованности распределения опытных данных по нормальному и Рэлеевскому закону «выражения (8)».

$$\chi_{Norm}^2 = \sum_{i=1}^m (n_i - np_{i, Norm})^2 / np_{i, Norm}; \quad \chi_{Rayl}^2 = \sum_{i=1}^m (n_i - np_{i, Rayl})^2 / np_{i, Rayl}. \quad (8)$$

где, n_i – число попаданий значений случайной величины h в заданный интервал;

n – число испытаний;

$p_{i, Norm}$, $p_{i, Rayl}$ – вероятности попадания случайной величины в заданный интервал, вычисленные соответственно поциальному и Рэлеевскому законам распределения.

Значения показателей согласованности, числа степеней свободы и вероятности распределения опытных данных по нормальному и Рэлеевскому законам представлены в таблице 3.

Из представленных в таблице 3 результатов следует, что случайная величина h распределена по нормальному закону (с вероятностями 0,87 и 0,89 соответственно) и на границе служебных и информационных символов h_{ep} и на позициях других символьных последовательностей h_{kr} . Поэтому для аппроксимации статистических распределений следует использовать формулу нормального распределения «выражение (9)».

Таблица 3. Значения критериев согласованности и вероятности распределения опытных данных

Выборка	χ^2_{Norm}	χ^2_{Rayl}	P_{Norm}	P_{Rayl}
Значение функции разности h_{ep} на границе служебных и информационных символов	1,12	1,91	0,87	0,67
Значение функции разности h_{kr} на всех символьных позициях кроме пороговой	3,75	7,12	0,89	0,62

$$W_h(h) = \frac{1}{\sigma_h \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{(h - m_h)^2}{2\sigma_h^2} \right\}. \quad (9)$$

На рисунке 5 отображено совместное представление плотностей распределения случайной величины h для граничных значений h_{ep} и на всех символьных позициях h_{kr} , за исключением пороговой.

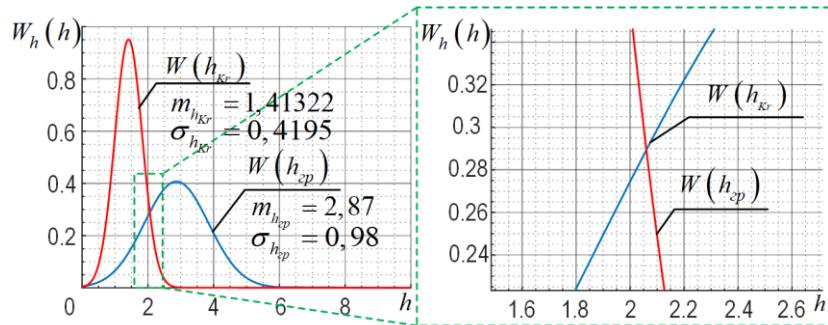


Рис. 5. Условные плотности распределения для граничных значений h_{ep} и на всех символьных позициях h_{kr} , за исключением пороговой.

Так как изменение значений величины h является случайным, задача состоит в проверке статистических гипотез об обнаружении граничного значения между служебными и информационными символами [4]. Предлагается статистическая гипотеза S_0 , согласно которой значение случайной величины h сигнализирует об обнаружении границы между служебными и информационными символами, и альтернативная гипотеза S_1 , согласно которой значение величины h не относится к граничному. Правило, определяющее, является ли гипотеза верной или нет, формулируется следующим образом: если значение величины h , рассчитанное для анализируемой матрицы, удовлетворяет условию $h \geq h_{\text{порог}}$, то гипотеза S_0 верна, а значение анализируемой величины лежит в области допустимых значений D_{don} . Иначе, если значение случайной величины h удовлетворяет условию $h < h_{\text{порог}}$, то верна гипотеза S_1 , а ее значение принадлежит критической области $D_{\text{крит}}$. Соответственно существуют критические точки, которые разделяют описанные выше области (интервалы) [4].

Таким образом, при задании критических точек, в случае наличия искажений имеет место ряд случайных событий: A – верна гипотеза S_0 , значение величины h

относится к граничному h_{sp}, \bar{A} – верна гипотеза S_1 , значение величины h не относится к граничному h_{kr} ; B – значение величины h попало в область D_{don} , \bar{B} – значение величины h попало в область D_{kprim} . Тогда при принятии решения возможен один из следующих исходов: $A \cap B$ – верна гипотеза S_0 и принято решение о ее справедливости; $A \cap \bar{B}$ – верна гипотеза S_0 , а принято решение о справедливости гипотезы S_1 (ошибка первого рода); $\bar{A} \cap B$ – верна гипотеза S_1 , а принято решение о справедливости гипотезы S_0 (ошибка второго рода); $\bar{A} \cap \bar{B}$ – верна гипотеза S_1 и принято решение о ее справедливости.

Для принятия решения о справедливости или не справедливости выдвинутой гипотезы и для определения областей D_{don} и D_{kprim} используется теория статистических решений [4]. В связи с тем, что из априорной информации известны только условные законы распределения результатов наблюдений случайной величины h , то в исследовании применяется принцип минимальной вероятности ошибки. Сущность которого заключается в минимизации вероятности принятия неправильного решения.

В соответствии с принципом минимальной вероятности ошибки, критическая точка выбирается так, чтобы сумма вероятностей ошибок первого и второго рода была минимальной.

Если распределение исследуемой случайной величины подчиняется нормальному закону, то минимум суммы вероятностей ошибок первого и второго рода достигается при выборе критической границы в точке пересечения кривых распределения h_{nporoz} . Для нахождения точки пересечения графиков функций $W(h_{kr})$ и $W(h_{sp})$ с известными параметрами проводится аналитический расчет. Для этого решается «уравнение (10)» относительно h_{nporoz} :

$$\frac{1}{\sigma_{h|S_0} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(h_{nporoz} - m_{h|S_0})^2}{2\sigma_{h|S_0}^2}\right) = \frac{1}{\sigma_{h|S_1} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(h_{nporoz} - m_{h|S_1})^2}{2\sigma_{h|S_1}^2}\right). \quad (10)$$

Выполняется подстановка известных числовых значений в «уравнение (10)» и получается:

$$\frac{1}{0,98\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(r_{nporoz} - 2,87)^2}{2 \cdot 0,98^2}\right) = \frac{1}{0,4195\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(r_{nporoz} - 1,4132)^2}{2 \cdot 0,4195^2}\right). \quad (11)$$

В результате решения «уравнения (11)» были получены корни равные: $h_1 = -0,0678$ и $h_2 = 2,059$. В силу того, что значение функции $h(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ не может быть отрицательным, то $h_{nporoz} = 2,059$.

С использованием полученных численных значений вычисляются соответствующие значения ошибок первого и второго рода по «выражению (12)»:

$$\bar{p}_{h_{sp}} = \int_{-\infty}^{2,059} W_{h|S_0}^{h_{sp}}(d) \partial d \approx 0,255; \bar{p}_{h_{kr}} = \int_{2,059}^{\infty} W_{h|S_1}^{h_{kr}}(d) \partial d \approx 0,122. \quad (12)$$

Результаты вычислений графически представлены на рисунке 6, где отмечено пороговое значение $h_{nporoz} = 2,059$, а площади под «хвостами» кривых геометрически равны заштрихованным областям и представляют вероятности ошибок первого и второго рода.

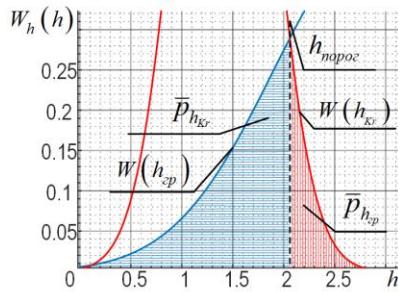


Рис. 6. Пороговое значение функции разности и области определения ошибок первого и второго рода.

Значение функции разности $h_{\text{порог}} = 2,059$ считается, как обоснованный порог, при превышении которого принимается решение об обнаружении границы между служебными и информационными символьными последовательностями в кадре.

На рисунке 7 представлен пример обнаружения границы между служебными и информационными символьными последовательностями в кадре ЦП передачи данных с коммутацией пакетов в канале ССС.

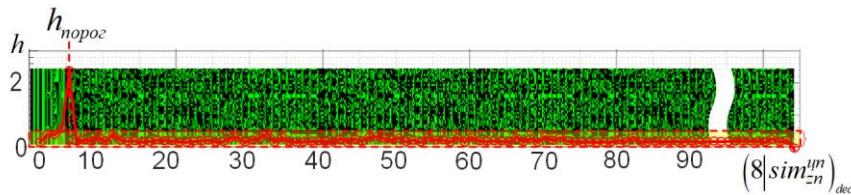


Рис. 7. Пример обнаружения заголовка проприетарного протокола канального уровня по результатам расчета функции $h(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$.

Учитывая многообразие протоколов коммуникационного взаимодействия на канальном, сетевом, транспортном и прикладном уровнях, коэффициент избыточности служебных символов, которые формируют их заголовки, будут варьироваться в зависимости от используемого стека.

Для оценивания интервала распределения наиболее вероятных значений информационной избыточности проведен анализ размеров заголовков протоколов канального, сетевого, транспортного уровней и уровня представления данных. Анализ показывает, что большая часть значений информационной избыточности будет распределена на интервалах: $9 \leq \hat{r} \leq 154$, $(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ для стека протоколов, включающего канальный, сетевой, транспортный уровни и уровень представления данных, а также $1 \leq \hat{r} \leq 27$, $(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ для протоколов канального уровня. Подробно расчет пороговых значений информационной избыточности описан в статье [5].

Таким образом, если значение функции $h(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$ больше порогового $h_{\text{порог}} = 2,059$ на позиции одной из символьных последовательностей на интервале $1 \leq \hat{r} \leq 27$, $(8|sim_{zn}^{un})_{dec}$, то с вероятностью 0,95 принимается решение об обнаружении границы заголовка проприетарного протокола канального уровня с функциями управления ЦП в каналах передачи данных с коммутацией пакетов ССС.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье рассмотрен способ определения заголовка проприетарного протокола канального уровня по результатам оценивания информационной энтропии и избыточности служебных символов. Представлено

обоснование законов распределения случайной величины h , расчет и обоснование её порогового значения, позволяющего с вероятности 0,95 определять границу заголовка проприетарного протокола канального уровня. Представлен допустимый интервал значений информационной избыточности, который позволяет повысить вероятность правильного обнаружения заголовков проприетарных протоколов канального уровня. Полученные результаты формируют необходимые условия для дальнейшего исследования заголовков проприетарных протоколов канального уровня. Позволяют обнаружить в них СЭ, оценить их параметры и сформировать параметрический портрет каждого, с целью накопления достаточных знаний для проведения процедуры обратного проектирования проприетарных протоколов канального уровня по результатам параметризации их функций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Таненбаум Э. С., Дэвид У. Компьютерные сети. 5-е изд. – "Издательский дом"" Питер""", 2021.
2. Шаев Ю. М. Информационная избыточность и цифровой детокс в контексте онтологии коммуникации //Гуманитарный вектор. – 2018. – Т. 13. – №. 2. – С. 23-28.
3. Шишкалов А. В., Никитин Г. В., Кудрин А. В. Информативный признак определения категории передаваемых данных в высокоскоростных сетях передачи информации //Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2021. – №. 11.
4. Статистические методы обработки результатов наблюдений : учебник / Р. М. Юсупов, Г. В. Петухов, В. Н. Сидоров [и др.]. – Санкт-Петербург : Издательство Министерство обороны СССР, 1984. – 563 с.
5. Крылов, А. Г., Расчет параметров структурных элементов нестандартизированных заголовков кадров фрагментированных пакетов пользовательских данных на канальном уровне / А. Г. Крылов, А. В. Кудрин, Г. В. Никитин, К. В. Семенов. // Международной научно-технической конференции «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией. Научные чтения имени А.С. Попова» : - Воронеж : 2023. - С. 192-197.

REFERENCES

1. Tanenbaum E. S., David W. Computer networks. 5th ed. – "Publishing House" "Peter""", 2021.
2. Shaev Yu. M. Information redundancy and digital detox in the context of the ontology of communication // Humanitarian vector. – 2018. – T. 13. – No. 2. – pp. 23-28.
3. Shishkalov A.V., Nikitin G.V., Kudrin A.V. Informative sign for determining the category of transmitted data in high-speed information transmission networks // Journal of Radio Electronics [electronic journal]. – 2021. – No. eleven.
4. Statistical methods for processing observation results: textbook / R. M. Yusupov, G. V. Petukhov, V. N. Sidorov [etc.]. – St. Petersburg: Publishing House Ministry of Defense of the USSR, 1984. – 563 p.
5. Krylov, A. G., Calculation of parameters of structural elements of non-standardized frame headers of fragmented user data packets at the link level / A. G. Krylov, A. V. Kudrin, G. V. Nikitin, K. V. Semenov. // International scientific and technical conference “Current state and prospects for the development of communication systems and radio technical support in aviation management. Scientific readings named after A.S. Popova”: - Voronezh: 2023. - P. 192-197.

ОСОБЕННОСТИ СОЗДАНИЯ АКТИВНЫХ ПОМЕХ КАНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Д. Д. Репин, Н. С. Калина, М. Н. Ирмагамбетов, А. В. Леньшин,

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

Аннотация. Проанализированы особенности функционирования современных спутниковых систем связи и передачи данных. Рассмотрены особенности формирования активных помех низкоорбитальным спутниковым системам связи. Приведены структурные схемы устройств формирования помех, рассчитаны потребные энергетические характеристики систем подавления каналов низкоорбитальной спутниковой системы связи «Starlink».

Ключевые слова: низкоорбитальная спутниковая система связи, станция помех, каналы связи, энергетический потенциал, Starlink.

FEATURES OF CREATING ACTIVE INTERFERENCE TO SATELLITE COMMUNICATION AND DATA TRANSMISSION CHANNELS

D. D. Repin, N. S. Kalina, M. N. Irmagambetov, A. V. Lenshin,

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The features of the functioning of modern satellite communication and data transmission systems are analyzed. The features of the formation of active interference to low-orbit satellite communication systems are considered. Structural diagrams of interference generation devices are presented, and the required energy characteristics of channel suppression systems of the low-orbit satellite communication system «Starlink» are calculated.

Keywords: low-orbit satellite communication system, jamming station, communication channels, energy potential, Starlink.

1. ВВЕДЕНИЕ

Телекоммуникационные системы специального назначения (ТКС СН), обеспечивают высокоскоростной обмен информации, обусловленный существенным возрастанием объема передаваемого трафика [1]. Около 60 % информации передается по каналам систем спутниковой связи (ССС) в составе ТКС СН. В настоящее время происходит бурное развитие современных спутниковых систем радиосвязи (отечественные «Гонец-Д1М», «Экспресс», «Ямал», «ЕССС-3»; «Milstar», «АЕHF», «DSCS», «WGS», «MUOS» (США); «Skynet» (Великобритания); «Syracuse» (Франция); «COMSATBW» (Германия); «NATOSATCOM» (НАТО); «Шэньюн», «Фэнху» (КНР); «Starlink», «IPS/EPS» и др.) с внедрением передовых технологий многоспутниковых низкоорбитальных комплексов [2]. Применение ССС, работа которых основана на тесном взаимодействии с множеством недорогих малых космических аппаратов (МКА), показало свою эффективность в ходе различных военных конфликтов по всему миру. Стоит отметить достаточно успешное использование ССС «Starlink» в рамках проведения специальной военной операции (СВО) [3].

В интересах укрепления обороноспособности наряду с развитием собственных ССС актуально создание техники радиопротиводействия ССС противоборствующей стороны. Противодействие реализуется средствами и комплексами радиоэлектронной борьбы (РЭБ), а именно средствами радиоэлектронного подавления (РЭП) [4, 5].

Основной целью противодействия является недопущения передачи информации противоборствующей стороной. К опасным объектам, использующим информацию от ССС, можно отнести ударные и разведывательные самолеты различных типов и беспилотные летательные аппараты (БПЛА), наземные командные пункты и штабы. Противодействие реализуется также в интересах защиты гражданских объектов (населенных пунктов, промышленных предприятий, электростанций, мостов, аэродромов и других), а также военных объектов (командных пунктов, места расположения личного состава и техники и др.) от средств разведки и поражения [4].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Спутниковые сети связи (ССС) объединяют одно или нескольких передающих и приемных устройств. Между передающими и приемными подсистемами формируются информационные каналы, по которым передаются сообщения одному или многим потребителям информации [2, 6]. Ярким примером является использование низкоорбитальной ССС «Starlink» в системе управления войсками и оружием Вооруженных Сил Украины (ВСУ). Анализ публикаций по освещению боевых действий в ходе СВО, можно сделать вывод, что ССС «Starlink» в ВСУ используется: 1) для управления БПЛА; 2) для корректировки огня артиллерии; 3) для высокоточного наведения оружия; 4) для организации связи в тактическом звене управления [4, 7].

Эффективность подавления средства радиосвязи во многом определяется: правильностью и своевременностью обнаружения и идентификации объектов подавления среди множества других источников радиоизлучения (ИРИ); правильностью выбора и точностью формирования помехи надлежащей структуры и с параметрами, соответствующими виду и характеристикам сигнала подавляемого средства [3, 8].

Целью работы являются анализ особенностей функционирования современных ССС и передачи данных, особенностей формирования активных помех низкоорбитальным ССС, а также обоснование архитектур устройств формирования помех и необходимых энергетических характеристик систем подавления ССС «Starlink» на различных трассах подавления.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

ССС «Starlink» является низкоорбитальной системой связи, работающая в Ки (10,7...12,7 (прием) ГГц и 14...14,5 (передача) ГГц), Ка (17,8...19,3 (прием) ГГц и 27,5...30 (передача) ГГц) и в перспективе Е (71...79 (прием) ГГц и 81...86 (передача) ГГц) диапазонах на высотах 345...570 км и 540...570 км, обеспечивающая скорость передачи данных 150...500 Мбит/с. Время нахождения одного космического аппарата (КА) «Starlink» над абонентским терминалом (АТ) в зоне покрытия системы является весьма коротким – порядка 4 минут. В АТ «Starlink» реализована технология ACM (Adaptive Coding and Modulation), обеспечивающая адаптивную смену используемого сигнала и скорости кодирования помехоустойчивого кода в зависимости от показателя отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе АТ.

В низкоорбитальной ССС «Starlink» при организации абонентских линий используются такие сигнально-кодовые конструкции, как BPSK, QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK и 64-QAM. АТ использует только один тип поляризации – круговая, правого направления вращения. В дальнейшем планируется задействовать поляризации других типов. Бортовая аппаратура связи КА «Starlink» версии 1.5 включает в себя оборудование следующих типов:

- 1) оборудование формирования абонентских каналов «КА–АТ» в Ки диапазоне (14...14,5 и 10,7...12,7 ГГц), работающие в режиме поляризационно-пространственно-временного разделения АТ;

2) оборудование формирования фидерных каналов «КА–шлюзовая станция (ШС)» в Ка диапазоне (17,8...18,6; 18,8...19,3; 27,5...29,1; 29,5...30 ГГц) для прямой ретрансляции абонентских каналов путем переноса несущей частоты;

3) оборудование формирования служебных каналов управления, приема команд и ретрансляции телеметрической информации (ТМИ) «КА–Станция ТМИ» в Ку диапазоне (12,15...12,25; 13,85...14; 18,55...18,6 ГГц).

«Starlink» использует фазированные антенные решетки (ФАР) с электронным управлением луча, диаграммы направленности антенн (ДНА) которых позволяют сопровождать КА по мере их пролета над АТ и оперативно переключаться с одного КА на другой. АТ «Starlink» типа UT-1 и UT-2 работает с каналами на прием 5 номиналов ширины (15, 30, 60, 120 и 240 МГц) и с каналами на передачу 3 номиналов ширины (15, 30 и 60 МГц). При этом назначение конкретных используемых частот и полосы каналов для каждого АТ производится по командам из центра мониторинга [7].

Типовая стационарная ШС, предназначенная для обеспечения в ССС «Starlink» единого времени и фиксированной задержки прохождения данных между ШС и центром NCMC (центр мониторинга и управления сетью), как правило, представляет собой площадку, на которой размещается 9 параболических антенн (накрытых радиопрозрачным куполом). ШС подключается к наземной сети посредством ВОЛС. Девять антенн позволяет одной стационарной ШС работать с 4-мя КА, каждый КА требует две антенны (1-я антenna сопровождает КА, а 2-я возвращается в исходное положение, чтобы навестись на новый КА). Одна антenna находится в горячем резерве. Ширина ДНА по уровню половинной мощности порядка 0,8°. ШС работает в диапазонах 27,5...29,1 и 29,5...30 ГГц (передача); 17,8...18,6 ГГц и 18,8...19,3 ГГц (прием) [7].

Для передачи команд управления на КА и приема от них ТМИ в ССС Starlink используется 4 станции ТМИ, где установлены радиостанции управления и сбора телеметрии в Ку и Ка диапазонах. Канал управления и телеметрии в Ку и Ка диапазонах (13,85...14 12 ГГц (передача); 15...12,25 ГГц; 18,55...18,6 ГГц (прием)) для каждого КА может быть активным до 2,5 ч в день. На борту каждого КА «Starlink» имеется 4 ФАР (одна ФАР работает на прием, а три – на передачу), которые для АТ формируют от 3 до 48 лучей. Принцип переключения лучей КА «Starlink» в подспутниковой зоне обслуживания (ЗО) иллюстрируется рисунком 1 [7, 8].

Обслуживание происходит в момент, когда ДНА АТ и шлюзовых станций (ШС) направлена под углом 25° по углу места к КА и до момента захода КА ниже 25° над горизонтом, таким образом диаметр подспутниковой зоны достигает порядка 1900 км (рис. 1). ФАР АТ «Starlink» позволяет формировать ДНА с достаточно узким главным лепестком – до 5,5°, при этом для различных углов отклонения главного луча ДНА показывает быстрое убывание усиления антенн по боковым лепесткам относительно главного луча.

Лучи ФАР КА последовательно обходят ячейки ЗО, при этом сначала обслуживаются дальние группы абонентских терминалов (ДАТ) в радиусе 70...100 км, находящиеся с краю подспутниковой зоны, а в дальнейшем – ближние группы абонентских терминалов (БАТ), расположенные к центру подспутниковой зоны. Наименьшая ЗО (порядка 24 км) наблюдается в момент пролета КА «Starlink» на АТ [6, 7]. Для возможности создания помехового воздействия в отношении АТ «Starlink» со стороны потенциальных источников преднамеренных помех (ПП) нужно обеспечить пространственную доступность – создать условия, при которых излучение источника ПП попадет в главный лепесток ДНА АТ, либо (в худшем случае) в боковые лепестки ДНА АТ, усиление которых достаточно для значимого уровня помехового сигнала и

последующего снижения значения отношения сигнала/шум (ОСШ) на входе приемника [3, 9].

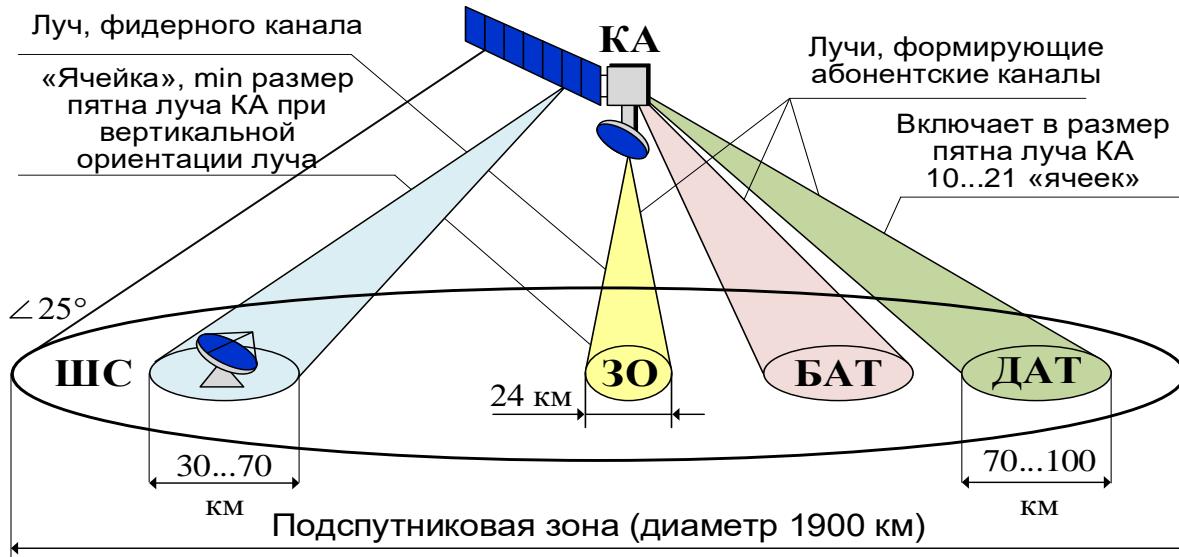


Рис. 1. Формирование лучей КА «Starlink» в подспутниковой ЗО

Наличие дестабилизирующих воздействий на ССС приводит к ухудшению способности передавать информацию, а именно, к разрушению информации (снижению ее полноты) и задержке ее передачи (снижению ее актуальности). В этом случае относительные информационные потери, превышающие некоторый допустимый уровень, который соответствует передаче информации по ССС с требуемым уровнем достоверности $P_{\text{дост}}^{\text{треб}}$ и в срок ее оперативной ценности $T_{\text{ПРД}}^{\text{треб}}$ определяется относительный уровень информационного ущерба γ по формуле

$$\gamma = 1 - P_{\text{полн}} P_{\text{акт}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{полн}} = \frac{V(P_{\text{дост}} \geq P_{\text{дост}}^{\text{треб}})}{V}$ – вероятность обеспечения полноты передаваемой по

ССС информации; $P_{\text{акт}} = \frac{V(T_{\text{ПРД}} \geq T_{\text{ПРД}}^{\text{треб}})}{V}$ – вероятность обеспечения актуальности передаваемой по ССС; $P_{\text{дост}}$ – вероятность обеспечения достоверности передаваемой по информации; $P_{\text{дост}}^{\text{треб}}$ – требуемый уровень достоверности передаваемой по информации; $T_{\text{ПРД}}$ – время передачи информации по ССС; $T_{\text{ПРД}}^{\text{треб}}$ – требуемое время передачи информации по ССС, в течение которого информация сохраняет свою актуальность (оперативную ценность); V – полный объем переданной по ССС информации; $V(P_{\text{дост}} \geq P_{\text{дост}}^{\text{треб}})$ – объем информации принятой с требуемым уровнем достоверности; $V(T_{\text{ПРД}} \geq T_{\text{ПРД}}^{\text{треб}})$ – объем информации переданный в срок ее оперативной ценности [4, 8].

Помехоустойчивости ССС «Starlink» в реальных условиях оценивается через максимально допустимые значения мощности помехи на входе ее приемного устройства P_{Π_BX} , при которой в канале радиолинии происходит полное подавление связи

$$P_{\Pi_BX} = P_{C_BX} \cdot K_{\Pi} \cdot K_{3_АНТ}, \quad (2)$$

где P_{c_bx} – мощность сигнала на входе АТ «Starlink»; K_Π – коэффициент подавления АТ [9]; $K_{3_ант}$ – коэффициент защиты приемной антенны со стороны ее боковых и обратных лепестков [3, 4].

На рисунке 2 представлена оценка допустимых значений мощности помехи P_{Π_bx} на входе приемного устройства ССС «Starlink», рассчитанная по формуле 2 при $P_{c_bx} = 10^{-4}$ Вт в зависимости от значений K_Π для различных значений $K_{3_ант}$ (кривая 1 – $K_{3_ант} = 100$; кривая 2 – $K_{3_ант} = 10$; кривая 3 – $K_{3_ант} = 1$).

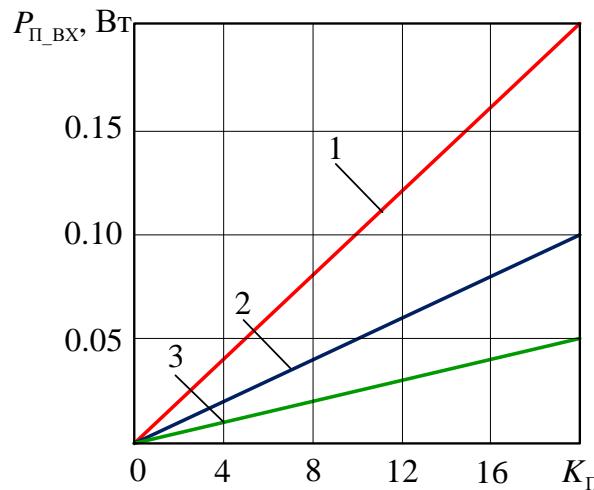


Рис. 2. Оценка допустимых значений мощности помехи P_{Π_bx} ССС «Starlink»

Для обеспечения высокой вероятности обнаружения сигналов информационных каналов требуется применение в станциях помех (СП) целесообразно применение фазированных антенных решеток с параболическими зеркальными отражателями, обеспечивающими увеличение эквивалентного усилением в антенном блоке [3, 6].

Один из вариантов структурной схемы станции помех подавления ССС представлен на рисунке 3.

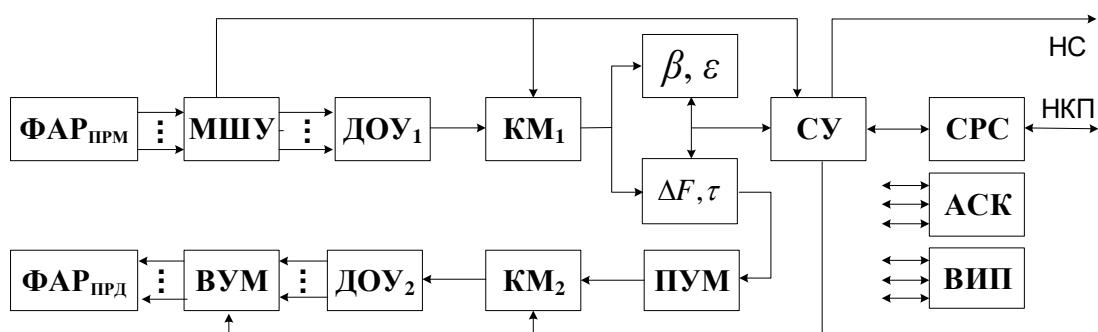


Рис. 3. Структурная схема станции помех спутниковым системам связи

На схеме (рис. 3) обозначено: $\Phi AP_{прем}$ – фазированная антенная решетка приемного канала; $\Phi AP_{пред}$ – фазированная антенная решетка передающего канала; МШУ – малошумящий усилитель; ДОУ₁, ДОУ₂ – диаграммообразующие устройства; КМ₁, КМ₂ – коммутаторы; β, ε – блок определения угловых координат β и ε ; $\Delta F, \tau$ – блок формирования параметров сигнала источника радиоизлучения (ИРИ); СУ –

система управления; ПУМ – предварительный усилитель мощности; ВУМ – выходной усилитель мощности АСК – автоматизированная система контроля; СРС – сетевая радиосистема; ВИП – вторичный источник питания; НКП – наземный командный пункт; НС – навигационная система [6].

Принятые антенными сигналы усиливаются в малошумящих усилителях и поступают в ДОУ1 – СВЧ линзы или управляемые фазовращатели. Сигналы парциальных каналов поступают на вход КМ1, где путем последовательного опроса обнаруживаются сигнала, угловые координаты (β, ε) ИРИ. Эти координаты отождествляются с направлением максимумом ДНА того парциального луча ФАР_{ПРМ}, в котором был обнаружен сигнал. После обнаружения сигнала СУ включает режим автосопровождения ИРИ. В блоке определения и воспроизведения частоты (СОВЧ) – блок ($\Delta F, \tau$) определяются параметры сигналов ИРИ и формируются помехи, которые после усиления в ПУМ поступают в КМ2. Коммутатор подключает помехи к ДОУ2, обеспечивающему формирование парциального луча передатчика, соответствующему формированию лучу ФАР_{ПРМ} приемного устройства, в котором был обнаружен сигнал ИРИ. Сигналы помех после ДОУ2 поступают ВУМ и затем на излучатели ФАР_{ПРД}.

Сетевые ССС и передачи данных работают с непрерывными сигналами, обеспечивающими высокую помехоустойчивость. Для подавления таких систем могут применяться как шумовые помехи, так и помехи подобные по структуре сигналам ИРИ – сигналоподобные или имитирующие помехи [6, 9]. Для формирования прицельных по частоте помех применяются СОВЧ сигналов ИРИ.

Особенности характеристик сигналов ССС, формируемых с использованием цифровых технологий, определяют выбор и применение вариантов построения СОВЧ при формировании помех для подавления этих сигналов. Такие СОВЧ для оптимального использования мощности постановщика помех с достаточной точностью определяют несущие частоты и полосы спектров подавляемых сигналов. Эти данные позволяют формировать прицельные помехи, сопряженные по несущим частотам и по спектрам с обнаруженными сигналами информационных каналов. Возможный вариант формирования копий сигналов ССС является станция помех ретрансляционного типа, структурная схема которой представлена на рисунке 4 [6].

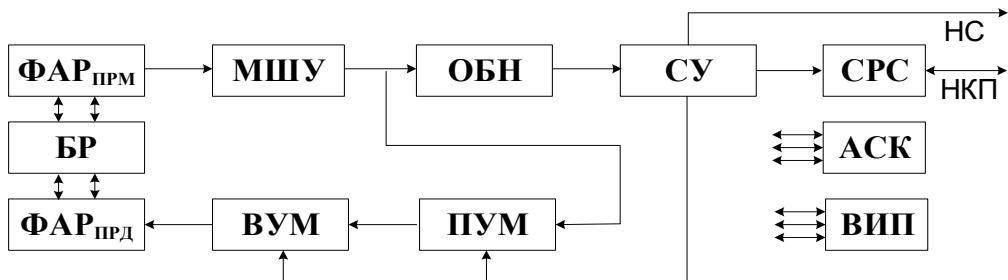


Рис. 4. Структурная схема станции помех ретрансляционного типа

На схеме приняты следующие обозначения: БР – блок развязки. Станция помех, как прямой ретранслятор сигналов, обеспечивает прием сигналов передающей станции ИРИ блоком антенн ФАР_{ПРД}, усиление этих сигналов происходит в МШУ. Усиленные сигналы ИРИ поступают на вход блоков усиления мощности сигналов ИРИ и в блок обнаружителя и идентификации, информация с которого передается в СУ. В системе управления формируется команда на включение ПУМ и ВУМ с последующим излучением через ФАР_{ПРМ} в направлении приемных устройств потребителей сигналов данного ИРИ. Время задержки излучения с момента обнаружения сигнала ИРИ составляет несколько секунд, что практически не снижает эффективность подавления

приемников потребителей сигналов информационных каналов. Наведение приемных и передающих антенн по угловым координатам приемников потребителей производится электромеханическим приводом или электронным управлением положения луча фазированных антенных решеток. Для обеспечения режима ретрансляции сигналов ИРИ должна быть обеспечена связь между приемным и передающим устройствами станции помех, которую обеспечивает БР.

Для обеспечения возможности подавления информационного канала РЭС наземного или космического базирования необходимо обеспечения требуемого энергетического потенциала \mathcal{E}_{Π} станции помех. Для подавления ССС необходимое значение \mathcal{E}_{Π} СП определяется по формуле, которая имеет вид

$$\mathcal{E}_{\Pi} = \frac{P_0 G_0 G_{\text{ПР}} R_{\Pi}^2 \Delta F_{\Pi} K_{\Pi}}{G_{\text{БОК}} R_0^2 \Delta F_0 \gamma}, \quad (3)$$

где P_0 – мощность сигнала ИРИ; \mathcal{E}_{Π} – энергетический потенциал станции подавления; G_0 – коэффициент усиления главного лепестка антенны приемного устройства канала связи; $G_{\text{ПР}}$ – коэффициент усиления приемника потребителя; R_{Π} – расстояние станция помех-подавляемый источник радиоизлучения; ΔF_{Π} – ширина спектра сигнала помехи; K_{Π} – коэффициент подавления; $G_{\text{БОК}}$ – уровень боковых лепестков антенны источника радиоизлучения; R_0 – расстояние канала связи; ΔF_0 – полоса пропускания приемных устройств радиоизлучения; γ – коэффициент совпадения поляризации сигналов станции помехи и источника радиоизлучения.

При использовании в передающем тракте станции помех антенного блока активной ФАР совместной с параболическими зеркальными антенами энергетический потенциал \mathcal{E}_{Π} имеет вид

$$\mathcal{E}_{\Pi} = \frac{(4\pi)^2 m n P_{\Phi} A_{\Phi} A_3}{\lambda^4}, \quad (4)$$

где P_{Φ} – мощность излучения помехового сигнала отдельным модулем ФАР; m – количество парциальных лучей; n – количество усилителей мощности в ФАР; A_{Φ}, A_3 – эффективные площади раскрытия элемента ФАР и зеркальной антенны соответственно; λ – длина волны помехового сигнала.

Совместное использование ФАР и зеркальной параболической антенны позволяет обеспечить высокий коэффициент усиления помехового сигнала [6]. В ССС «Starlink» передача информации осуществляется по каналам: «AT–КА», «КА–КА» и «КА–ШС», «КА–Станция ТМИ».

На рисунке 5 представлены зависимости, полученные с помощью выражения (3), необходимого для подавления энергопотенциала \mathcal{E}_{Π} от расстояния R_{Π} и различных значениях коэффициента подавления K_{Π} (кривая 1 – $K_{\Pi} = 1$; кривая 2 – $K_{\Pi} = 0,7$; кривая 3 – $K_{\Pi} = 0,5$) при $G_0 = 30$ дБ, $G_{\text{ПР}} = 20$ дБ, $G_{\text{БОК}} = -10$ дБ, $R_0 = 570$ км и $P_0 = 1$ Вт на трассе подавления «ПП–АТ» (подавление происходит по боковому лепестку ДН ФАР) (рис. 5а) и «ПП–ШС» (рис. 5б) при $G_0 = 40$, $G_{\text{ПР}} = 20$ дБ и $G_{\text{БОК}} = -10$ дБ, $R_0 = 570$ км и $P_0 = 50$ Вт (подавление по боковому лепестку ДН ФАР), $\Delta F_{\Pi}/\Delta F_0 = 1$ (ширина спектра помехи равна полосе пропускания приемного устройства ССС), $\gamma = 1$.

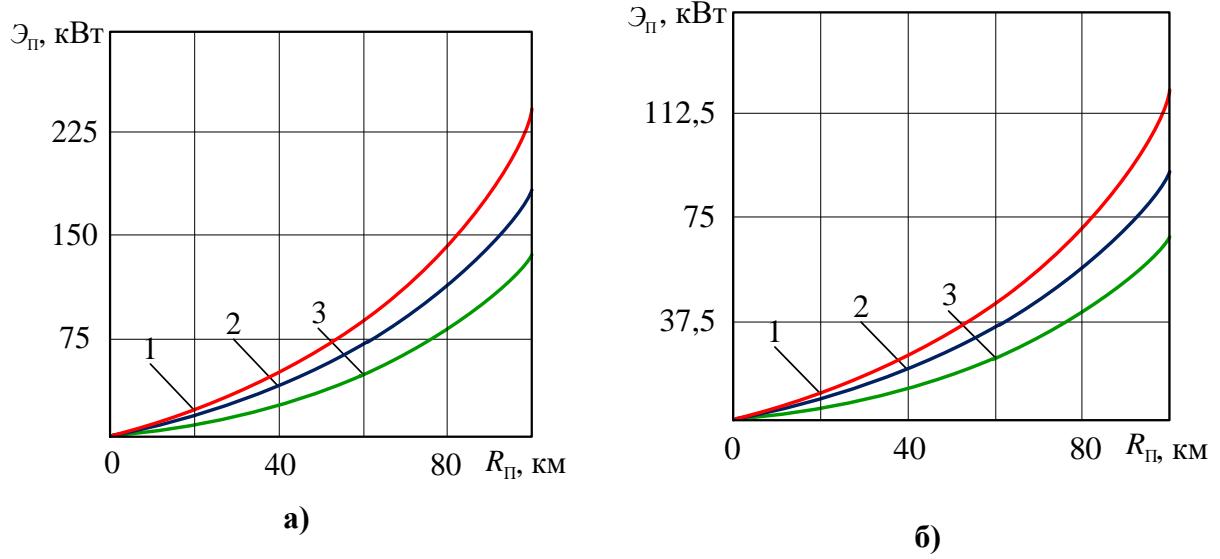


Рис. 5. Требуемый энергопотенциал Θ_{π} при различных значениях K_{π} для трасс подавления: а) «ПП–АТ»; б) «ПП–ШС»

На рис. 6 представлены зависимости энерготенциала $\Theta_{\pi}(R_{\pi})$ при различных значениях коэффициента подавления K_{π} (кривая 1 – $K_{\pi}=1$; кривая 2 – $K_{\pi}=0,7$; кривая 3 – $K_{\pi}=0,5$) при $G_0 = 20$ дБ, $G_{\text{ПР}} = 30$ дБ и $G_{\text{БОК}} = -10$ дБ, $\Delta F_{\pi}/\Delta F_0 = 1$, $\gamma = 1$, $R_0 = 570$ км и $P_0 = 50$ Вт на трассе подавления по главному лепестку ДН ФАР «ПП–КА» (рис. 6а) и подавления по боковым лепесткам ДН ФАР «ПП–КА» (рис. 6б), рассчитанные с помощью MathCAD [10].

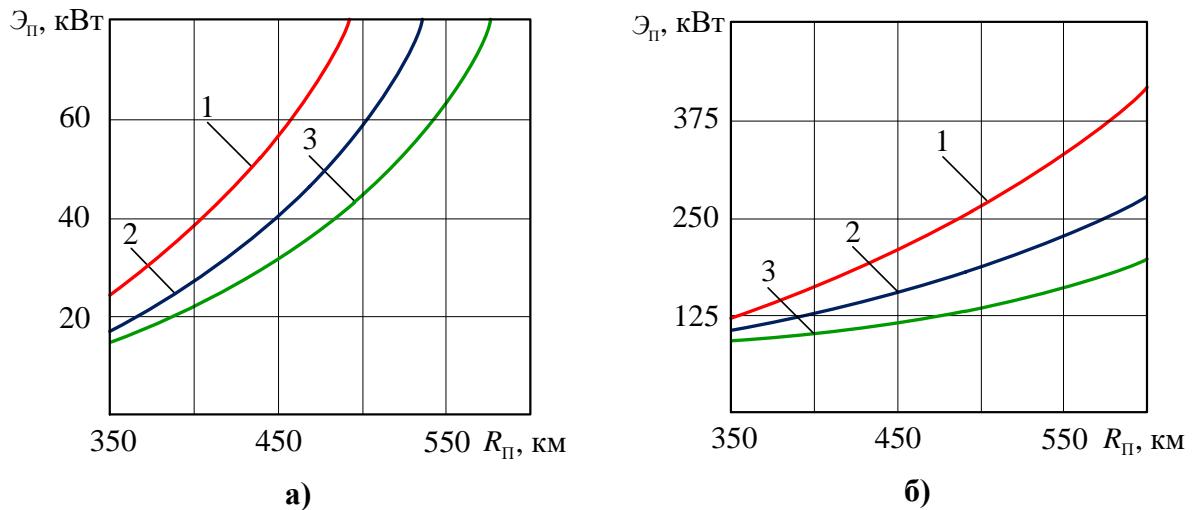


Рис. 6. Требуемый энергопотенциал Θ_{π} при различных K_{π} для трассы подавления «ПП–КА»; подавление по главному лепестку (а) и по боковым лепесткам (б) ДН ФАР

На рисунке 7 представлены зависимости потребного для подавления энергопотенциала Θ_{π} от расстояния R_{π} при различных значениях коэффициента K_{π}

(кривая 1 – $K_{\Pi} = 1$; кривая 2 – $K_{\Pi} = 0,7$; кривая 3 – $K_{\Pi} = 0,5$) «ПП–Станция ТМИ» при $G_0 = 30$ дБ, $G_{\text{ПР}} = 20$ дБ и $G_{\text{БОК}} = -5$ дБ, $R_0 = 570$ км и $P_0 = 40$ Вт, $\Delta F_{\Pi}/\Delta F_0 = 1$ и $\gamma = 1$.

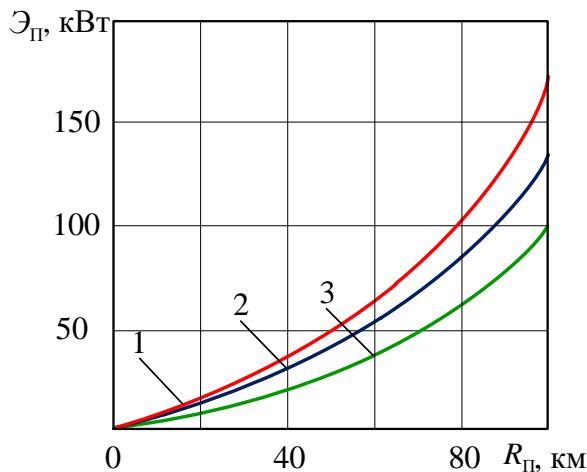


Рис. 7. Требуемый энергопотенциал \mathcal{E}_{Π} при различных значениях K_{Π} для трассы подавления «ПП–Станция ТМИ»

Анализ полученных зависимостей показывает, что при увеличении K_{Π} и расстояния между приемником и ПП R_{Π} значение \mathcal{E}_{Π} повышается. Для трассы подавления «ПП–АТ» необходимо иметь мощный ПП с высоким значением коэффициента усиления антенны (с узким главным лепестком ДН), обусловлено это тем, что у АТ очень узкая ДН ФАР с малым уровнем боковых лепестков.

Для трассы подавления «ПП–ШС» необходимый \mathcal{E}_{Π} по сравнению с трассой подавления «АТ–ПП» уменьшается в два раза. Данное связано это с тем, что уровень боковых лепестков ШС выше, чем у АТ, поэтому влияние активных помех будет существенно сказываться на функционировании ССС «Starlink».

Для трассы «ПП–КА» повышается вероятность подавления по главному лепестку ДН ФАР КА, поэтому значение \mathcal{E}_{Π} значительно меньше по сравнению с подавлением по боковым лепесткам ДН ФАР КА. Значения энергетических потенциалов в ПП будут учитывать не только значения коэффициентов подавления, но и точности определения несущей частоты и коэффициентов совпадения/несовпадения поляризаций.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проанализированы особенности функционирования современных спутниковых систем связи и передачи данных. Рассмотрены особенности формирования активных помех низкоорбитальным спутниковым системам связи. Приведены структурные схемы устройств формирования помех, рассмотрены способы постановки активных помех и рассчитаны потребные энергетические характеристики систем подавления низкоорбитальной спутниковой системы связи «Starlink» на трассах подавления «ПП–АТ», «ПП–ШС», «ПП–КА» и «ПП–Станция ТМИ».

ЛИТЕРАТУРА

1. Леньшин А.В. Особенности построения и организации сетей радиосвязи специального назначения // Телекоммуникации. – 2015. – № 8. – С. 26–28.
2. Михайлов Р.Л. Описательные модели систем спутниковой связи как космического эшелона телекоммуникационных систем специального назначения. Монография. – СПб.: Наукомкие технологии, 2019. – 150 с.

3. Гладышев А.Б., Фомин А.Н., Ермоленко Д.С., Серебринников С.В. Радиоэлектронное подавление системы абонентских терминалов спутниковой системы связи «Starlink» // Радиотехника и связь. – 2023. – № 16 (7). – С. 789–796.
4. Макаренко С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. Монография. – СПб.: Наукоемкие технологии, 2020. – 337 с.
5. Леньшин А.В. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы: учебник. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2023. – 636 с.
6. Перунов Ю.М., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба в космосе: монография. – Москва-Вологда: Инфра-инженерия, 2023. – 348 с.
7. Пектерев С.В., Макаренко С.И., Ковальский А.А. Описательная модель системы спутниковой связи «Starlink» // Системы управления, связи и безопасности. – 2022. – № 4. – С. 190–255.
8. Макаренко С.И. Помехозащищенность наземных абонентских терминалов системы спутниковой связи Starlink // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 2. – С. 81–101.
9. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.
10. Макаров Е.Г. Инженерные расчеты в Mathcad 15: Учебный курс. – СПб.: Питер, 2011. – 400 с.

REFERENCES

1. Lenshin A.V. Features of the construction and organization of special-purpose radio communication networks // Telecommunications. – 2015. – No. 8. – Pp. 26–28.
2. Mikhailov R.L. Descriptive models of satellite communication systems as a space echelon of special-purpose telecommunication systems. Monograph. – St. Petersburg: Science-intensive technologies, 2019. – 150 p.
3. Gladyshev A.B., Fomin A.N., Ermolenko D.S., Serebrinnikov S.V. Radio electronic suppression of the system of subscriber terminals of the Starlink satellite communication system // Radio Engineering and communications. – 2023. – № 16 (7). – Pp. 789–796.
4. Makarenko S.I. Models of the communication system in conditions of deliberate destabilizing influences and intelligence. Monograph. – St. Petersburg: High-tech technologies, 2020. – 337 p.
5. Lenshin A.V. Airborne electronic warfare systems: textbook. – Voronezh: CPI «Scientific Book», 2023. – 636 p.
6. Perunov Yu.M., Kupriyanov A.I. Electronic warfare in space: a monograph. – Moscow-Vologda: Infra-engineering, 2023. – 348 p.
7. Makarenko S.I. Noise immunity of ground subscriber terminals of the Starlink satellite communication system // Control, communication and security systems. – 2023. – No. 2. – Pp. 81–101.
8. Pekhterev S.V., Makarenko S.I., Kovalsky A.A. Descriptive model of the Starlink satellite communication system // Control, communication and security systems. – 2022. – No. 4. – Pp. 190–255.
9. Lenshin A.V. On-board systems and electronic suppression complexes. – Voronezh: CPI «Scientific Book», 2014. – 590 p.
10. Makarov E.G. Engineering calculations in Mathcad 15: A training course. – St. Petersburg: St. Petersburg, 2011. – 400 p.

ОСОБЕННОСТИ УСТРАНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ПЕТЛИ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ДЛЯ БОРТОВЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ

Н. С. Грицак¹, Н. М. Тихомиров²

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен анализ работы петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в условиях температурной нестабильности, исследованы ошибки установления фазы в стационарном режиме петли ФАПЧ, проведена оценка характеристик фазовой ошибки. Приведены структурные схемы исследуемых синтезаторов с петлей ФАПЧ, а также аналитические выражения для нахождения ошибки установления фазы.

Ключевые слова: синтезатор частот, фазовая автоподстройка частоты, температурная стабильность, частотно-фазовый детектор, влияние температуры.

FEATURES OF ELIMINATING TEMPERATURE INSTABILITY IN FREQUENCY SYNTHESIZERS BASED ON A PHASE-LOCKED LOOP FOR ON-BOARD COMMUNICATIONS

N. S. Gritsak¹, N. M. Tikhomirov²

¹Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Constellation», Voronezh, Russia

Abstract. The analysis of the operation of the phase-locked frequency loop (PLL) under conditions of temperature instability is considered, errors in phase setting in the stationary mode of the PLL loop are investigated, and the characteristics of the phase error are evaluated. The structural diagrams of the synthesizers under study with a PLL loop are presented, as well as analytical expressions for finding the phase setting error.

Keywords: frequency synthesizer, phase-locked frequency, temperature stability, frequency-phase detector, temperature effect.

1. ВВЕДЕНИЕ

Специальная военная операция (СВО) по защите Донецкой и Луганской народных республик представляет собой закономерную и своевременную реакцию на масштабный, тщательно спланированный военный вызов Российской Федерации (РФ). С 2014 года действия руководства США, НАТО, ряда стран Европейского союза были направлены на подготовку Украины к агрессии против ДНР и ЛНР, а также РФ. Уточнение роли и особенностей выполнения боевых задач авиационными частями и соединениями в рамках СВО диктует необходимость скрупулезного анализа тенденций в современной вооруженной борьбе в воздушно-космическом пространстве, а также факторов, препятствующих действиям авиации, что позволит обосновать пути совершенствования тактики ВВС в современных боевых действиях [1].

Эффективность применения пилотируемой и беспилотной авиации при решении разнообразных боевых задач в составе современных комплексов и систем авиационного вооружения в значительной мере определяются возможностями информационного обеспечения. Для успешного ведения современных боевых действий необходим

надежный высокоскоростной информационный обмен. В приемопередающей аппаратуре бортовых средств связи (БСС) синтезаторы частот (СЧ) формируют выходной сигнал с требуемой частотой, чтобы обеспечить работоспособность в установленной полосе рабочих частот [2]. В настоящее время в радиотехнических устройствах активно используются системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) для решения широкого спектра задач, таких как подстройка гетеродина преобразователя частоты, выделения несущей частоты, синхронизации приемных коммутаторов каналов [3, 4]. Несмотря на предпринимаемые конструкторскими коллективами решениями, связанными с повышением устойчивости систем ФАПЧ к дестабилизирующему фактором, большой проблемой остается влияние на системы ФАПЧ температурных изменений.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Современные и перспективные системы ФАПЧ не всегда могут в полной мере обеспечить необходимую устойчивость и надежность, ввиду влияния на них различных внешних факторов, в частности, температурной нестабильности. Решением этой задачи может стать применение методов повышения термической стабильности СЧ с системой ФАПЧ. Для увеличения температурной стабильности могут использоваться различные конструктивные, схемотехнические способы и их комбинации [5–7].

Целью данной работы является исследование влияния различных источников температурной нестабильности на ошибку установления фазы, а также обоснование предложений по уменьшению зависимости задержки выходного сигнала СЧ с ФАПЧ в установившемся режиме от температуры.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Проанализируем структурную схему и принцип работы петли ФАПЧ. СЧ с ФАПЧ, которая включает в себя: эталонный (опорный кварцевый) генератор; делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) R ; частотно-фазовый детектор (ЧФД); фильтр нижних частот (ФНЧ); генератор, управляемый напряжением (ГУН); делитель частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) N в цепи обратной связи. Структурная схема СЧ с ФАПЧ представлена на рисунке 1.

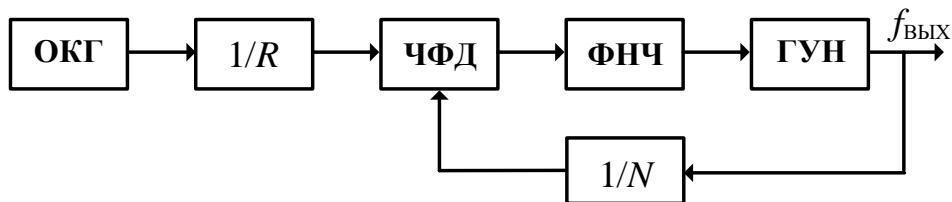


Рис. 1. Структурная схема синтезатора частоты с ФАПЧ

Входным воздействием в СЧ служит высокостабильный опорный сигнал, поступающий с эталонного (опорного) генератора (ОКГ). Выходная частота определяется выбором коэффициентов деления R и N , а именно

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}} \frac{N}{R}, \quad (1)$$

где $f_{\text{вых}}$ – выходная частота; $f_{\text{вх}}$ – входная частота; R и N – коэффициенты деления в тракте высокой частоты (ВЧ) и тракте опорной частоты (ОЧ) соответственно.

Важнейшей характеристикой выходного сигнала СЧ на основе петли ФАПЧ является кратковременная нестабильность периода (частоты) его колебаний, или джиттера [8, 9]. Выделяют три разновидности джиттеров:

1) циклический джиттер

$$\Delta T_{n1} = T_n - \bar{T}, \quad (2)$$

где T_n – период n -го такта; \bar{T} – средний период за некоторое время;

2) джиттер между двумя последовательными периодами

$$\Delta T_{n2} = T_{n+1} - T_n, \quad (3)$$

3) абсолютный джиттер – максимальное отклонение в течение некоторого промежутка времени

$$\Delta T = \max(T_x - T_y), \quad (4)$$

где T_x, T_y – два некоторых периода генерируемого сигнала.

Среднеквадратичное значение величины ΔT определяется выражением

$$\sigma_{\Delta T} = \lim_{N \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\Delta T)^2}. \quad (5)$$

Величина джиттера определяется как внешними (нестабильность опорного генератора, нестабильность напряжения питания), так и внутренними факторами.

Датчиком рассогласования в системе ФАПЧ является ЧФД. Сигнал ЧФД представляет собой существенно нелинейную периодическую однозначную функцию разности мгновенных фаз этих сигналов ОКГ и ГУН [10]. Коэффициент ЧФД имеет вид

$$K_{\text{FPD}} = \frac{i_{\text{зН}}}{2\pi}, \quad (6)$$

где $i_{\text{зН}}$ – ток зарядовой накачки.

Проанализируем источники температурной нестабильности ошибки фазы в установившемся режиме. Характеристики устройств и компонентов кольцевой структуры ФАПЧ могут существенно меняться в зависимости от температуры. Также некоторые характеристики могут изменяться более характерно или проявлять обратную зависимость: одна из них с повышением температуры увеличивается, а другая уменьшается.

При исследовании работы СЧ с ФАПЧ используется термин «установившаяся ошибка», которая относится к остаточной ошибке после завершения всех временных погрешностей [3, 4]. Разберём основные источники нестабильности ошибки фазы в установившемся режиме СЧ, обусловленные температурными переменами. На рисунке 2 представлена схема, которая позволяет дать оценку ошибки фазы, возникающей между опорным сигналом, проходящим через СЧ с ФАПЧ, не подверженным нагреванию и сигналом, с выхода СЧ, претерпевающим температурные изменения (источник температурной неустойчивости – нагревательная плита (НПл)). Разницу в фазах двух сравниваемых сигналов можно наблюдать, подключив их к двум каналам устройства сравнения фаз (УСФ).

Найдение аналитических выражений для вычисления установившейся ошибки возможно с помощью теоремы Лапласа о конечном приращении [11] с различными значениями входных параметров (такими как ступенчатые, линейные или параболические эффекты)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\varphi_{\text{in}}(s) K_{\text{ИД}}(s) - \varphi_{\text{in}}(s) K_{\text{РЕАЛ}}(s) \right], \quad (7)$$

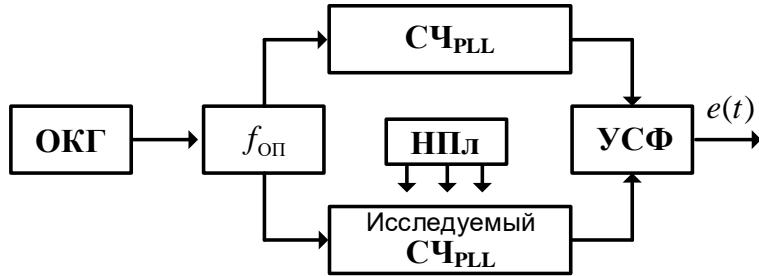


Рис. 2. Схема оценки ошибки фазы в установившемся режиме

где $\varphi_{\text{in}}(s)$ – преобразование Лапласа от входного воздействия; $K_{\text{ид}}(s)$ – коэффициент передачи идеальной системы с ФАПЧ; $K_{\text{РЕАЛ}}(s)$ – коэффициент передачи реальной системы ФАПЧ, работа которой зависит от внешних факторов.

Входное воздействие $\varphi_{\text{in}}(s)$ описывается следующим образом

$$\varphi_{\text{in}}(s) = \frac{\omega_{\text{in}}}{s^2}, \quad (8)$$

где ω_{in} – входная угловая частота; s^2 показывает, что на вход системы поступает линейное воздействие. Опишем аналитическое выражение для фазовой ошибки

$$\begin{aligned} e_{t \rightarrow \infty} &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\omega_{\text{in}}}{s^2} s \left[\frac{N}{R} - G_{\text{cl}}(s) \right] = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\omega_{\text{in}}}{s} \left[\frac{N}{R} - \frac{1}{R} \frac{\frac{K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)}{s}}{1 + \frac{K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)}{sN}} \right] = \\ &= \frac{N \omega_{\text{in}}}{R} \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} \left[\frac{sN}{sN + K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)} \right] = \frac{N^2 \omega_{\text{in}}}{R} \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{1}{sN + K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)} \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Слагаемым sN пренебрегаем, т.к. при стремлении s к нулю, оно обратится в ноль

$$e = \frac{N^2 \omega_{\text{in}}}{R} \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{1}{K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)} \right] = \frac{N^2 \omega_{\text{in}}}{R K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}}} \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{1}{Z_f(s)} \right]. \quad (10)$$

Итоговое выражение (10) показывает, что на ошибку фазы влияют характеристики (параметры) ЧФД, ОКГ, частотная характеристика петлевого фильтра, а также коэффициенты деления N и R .

При введении задержки φ_1/s на входе (рисунок 3), на выходе получим задержку.

Это следует из анализа следующего выражения

$$\varphi_{\text{вых}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \frac{\varphi_1}{R} \frac{1}{K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)}}{1 + \frac{s}{K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\varphi_1 N}{R} = \frac{\varphi_1 N}{R} . \quad (11)$$

Или, переводя фазовою задержку во временную, получаем

$$\varphi_1 = \tau_1 f_{\text{вх}}, \quad (12)$$

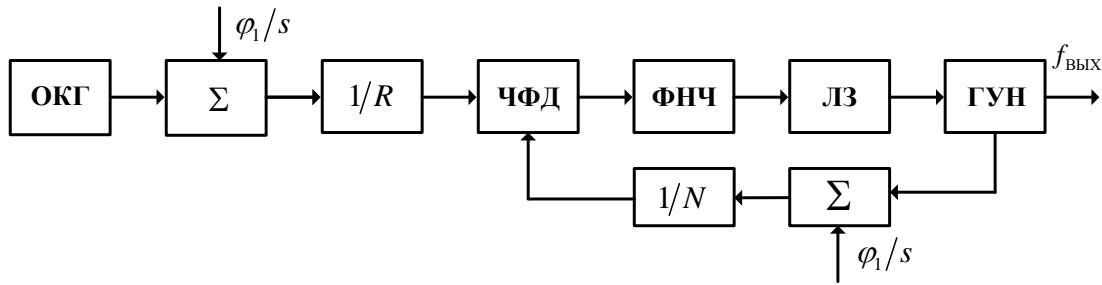


Рис. 3. Структурная схема исследуемого СЧ с ФАПЧ с учетом задержек в тракте опорной частоты, ВЧ тракте и задержки сигнала регулировки ГУН

$$\tau_{\text{вых}} = \frac{\varphi_{\text{вых}}}{f_{\text{вых}}} = \frac{\tau_1 f_{\text{ВХ}} N}{R f_{\text{вых}}}. \quad (13)$$

При введении задержки $\frac{\varphi_2}{s}$ в ВЧ тракт, на выходе получим задержку $-\varphi_2$

$$\varphi_{\text{вых}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \frac{\varphi_2}{s} \frac{1 - K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)}{sN}}{1 + \frac{K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)}{sN}} = -\varphi_2 \quad . \quad (14)$$

Тогда временная задержка будет равна

$$\tau_{\text{вых}} = \frac{-\tau_2 f_{\text{вых}}}{f_{\text{вых}}} = -\tau_2 \quad . \quad (15)$$

Задержка τ_3 вовсе никак не скажется на задержке выходного сигнала

$$\varphi_{\text{вых}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s e^{-s\tau_3} \frac{1 - K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)}{sN}}{1 + \frac{K_{\text{FPD}} K_{\text{VCO}} Z_f(s)}{sN}} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s e^{-s\tau_3} N}{R} = 0 \quad . \quad (16)$$

Можно сделать вывод, что задержка смещается на выход устройства либо с положительным, либо с отрицательным «зарядом». Диэлектрическая проницаемость диэлектрика меняется в зависимости от температурных изменений. Для используемого материала FR4 она равна 4,5 и изменяется не более чем на 400 ppm/°C. Задержка в плате равна значению корня величины диэлектрической проницаемости:

$$\tau = \frac{1}{c} \sqrt{\epsilon_r} \left(\sqrt{1 - \frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r}} - 1 \right), \quad (17)$$

где τ – задержка в плате; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала, $\frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r}$ – величина температурной нестабильности диэлектрика, c – скорость света.

Общая длина используемой платы составляет 3 см, а задержка на 1 м платы – 1,4 нс/°C, следовательно, общая задержка в плате равна 0,042 нс/°C. При изменении температуры на 25° С задержка в плате будет составлять 1,06 нс.

Форма входного сигнала во многом определяет на величину фазовой ошибки в устойчивом (стационарном) состоянии, на которую влияют мощность, частота и др. Более высокая мощность дает более крутой фронт сигнала ЧФД, а частота обостряет края характеристики. Изменения формы сигнала влияют на наклон края. Входные цепи

ЧФД обнаруживают нарастающие опорные сигналы постоянного тока. Время прихода входного сигнала совпадает с порогом, на который оказывает влияние температурная нестабильность. Увеличение наклона опорного сигнала сводит к минимуму эффекты, смягчая колебания порога для быстрого обнаружения фронта.

Выбор управляющего напряжения в пределах диапазона может привести к таким проблемам, как несовпадение токов накачки и накачки, что увеличивает температурную чувствительность фазы выходного сигнала согласно выражению

$$\tau = t_{\text{оп}} \frac{(i_{\text{зН}} - i_{\text{отк}})}{i_{\text{отк}}}, \quad (18)$$

где $t_{\text{оп}}$ – задержка, $i_{\text{зН}}$ – ток зарядовой накачки; $i_{\text{отк}}$ – ток откачки.

Использование операционного усилителя с фиксированным входным напряжением может предотвратить эти проблемы. Коэффициенты деления R и N делителей частоты не зависят от температуры, что свидетельствует о том, что они не являются источниками температурной нестабильности ошибки фазы в установившемся режиме.

Как показано на рисунке 4, в схеме фазовой автоподстройки частоты СЧ возникают токи утечки. Эти токи могут протекать через конденсаторы фильтра, имеющие высокое, но не бесконечное емкостное сопротивление, разряжаться через входные цепи ОКГ, и через схему накачки заряда ЧФД. Оценим величину тока утечки и возникающую в результате фазовую задержку выходного сигнала синтезатора частоты с фазовой автоподстройкой частоты.

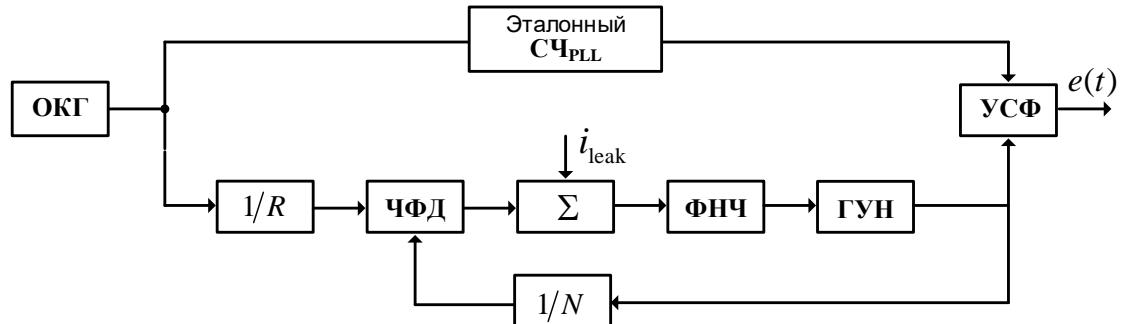


Рис. 4. Схема СЧ с ФАПЧ с источником тока эквивалентным току утечки.

Ошибка в этом случае будет определяться как

$$e_\varphi = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \frac{i_{\text{leak}}}{K_{\text{VCO}}} Z_f(s)}{1 + K_{\text{FPD}} \frac{s}{sN} \frac{K_{\text{VCO}}}{Z_f(s)}} = \frac{i_{\text{leak}} N}{K_{\text{FPD}}}, \quad (19)$$

$$e_\tau = \frac{e_\varphi T_{\text{вых}}}{2\pi} = \frac{i_{\text{leak}} N}{K_{\text{FPD}} 2\pi f_{\text{вых}}} = \frac{i_{\text{leak}}}{i_{\text{зН}} f_{\text{FPD}}}, \quad (20)$$

где f_{FPD} – частота сравнения.

Исходя из того, что входное сопротивление ГУН составляет порядка нескольких ГОм, ток утечки равен примерно 1 нА. Ток утечки через схему зарядовой накачки составляет ~ 1 нА. Паразитное параллельное сопротивление конденсаторов составляет около 10 ГОм, что при напряжениях регулировки 1...4 В, соответствует току утечки менее, чем 0,2...0,8 нА. Тогда задержка, вносимая суммой этих токов, составит менее 0,06 нс (при токе $i_{\text{зН}} = 5$ мА и частоте сравнения $f_{\text{FPD}} = 10$ МГц). Это значение очень

мало, поэтому даже при наличии температурной зависимости тока утечки такая задержка почти не скажется на задержке выходного сигнала с СЧ с ФАПЧ относительно эталонного.

Емкость конденсатора имеет температурную зависимость. Она описывается с помощью температурного коэффициента ёмкости (ТКЕ) – относительное изменение ёмкости при перемене температуры окружающей среды на один градус Цельсия. Однако применять ТКЕ целесообразно для характеристики конденсаторов с практически линейной зависимостью ёмкости от температуры либо для ее линейных участков. Вид температурной зависимости определяется типом конденсатора

$$TKE = \frac{\Delta C}{C \Delta T}, \quad (21)$$

где ΔC – изменение ёмкости, вызванное изменением температуры на ΔT .

Исходя, из вышесказанного можно сделать вывод о том, что петлевой фильтр может быть одним из источников температурной нестабильности фазы выходного сигнала СЧ с ФАПЧ.

Функцией передачи ГУН является его крутизна перестройки по частоте. Крутизна характеристики перестройки ГУН по частоте в зависимости от напряжения перестройки (выражается в Гц/В), показывает, насколько изменится выходная частота при изменении управляющего напряжения на один вольт [8]. В схеме ГУН для генерирования частоты используется колебательный контур. Изменяемым параметром в контуре является ёмкость (применяется варикап, полупроводниковый диод, который изменяет свою ёмкость $C = C(e_{\text{упр}})$ пропорционально величине приложенного напряжения).

В данном случае р-п переход выполняет роль изолятора, толщина которого зависит от приложенного обратного напряжения. Эта толщина аналогична расстоянию между обкладками конденсатора, а электрическая ёмкость зависит от данного параметра. Ёмкость варикапа изменяется в зависимости от наведенного температурой контактного потенциала и регулировки диэлектрической проницаемости. Это изменяет точку управляющего напряжения, определяющую настройку частоты ГУН в зависимости от температурной нестабильности.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проанализирована работы петли ФАПЧ в условиях изменения температурной стабильности, исследованы фазовые ошибки в стационарном режиме петли ФАПЧ, проведена оценка характеристик фазовой ошибки. Приведены структурные схемы исследуемых синтезаторов частот с петлей ФАПЧ, получены аналитические выражения для нахождения ошибки установления фазы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дронов С.В., Васильев Г.А., Кирюшин А.Н. Особенности тактики авиации в современных боевых действиях и пути ее совершенствования // Военная мысль. – 2024. – № 1. – С. 15–21.
2. 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.
3. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.

4. Леньшин А.В., Шаталов Е.В., Тихомиров В.Н. Методика проектирования астатической по фазе системы фазовой автоподстройки для цифровых синтезаторов частот // Телекоммуникации. – 2019. – № 4. – С. 35–41.
5. Альтшуллер Г.Б., Елфимов Н.Н., Завьялов В.Д. Цифровая компенсация температурной нестабильности частоты кварцевых генераторов // Техника средств связи. Серия ТРС. – 1981. – Вып. 7. – С. 139–145.
6. 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 ВНК, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова / Под ред. С.Ю. Кинива. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2022. – С. 124–130.
7. Манасевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование. – М.: Связь, 1979. – 384 с.
8. Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В., Савченко М.П., Тихомиров Н.М. Модернизация синтезаторов частот радиостанции УКВ радиосвязи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – № 9. – С. 20–27.
9. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Modernization of frequency synthesizers of the VHF radios // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – 2022. – Т. 5. – № 1. – Рр. 139–145.
10. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
11. Зорич В.А. Математический анализ. Часть II. – Изд. 9-е, испр. – М.: МЦНМО, 2019. – 676 с.

REFERENCES

1. Dronov S.V., Vasiliev G.A., Kiryushin A.N. Features of aviation tactics in modern combat operations and ways to improve it // Military thought. – 2024. – No. 1. – Pp. 15–21.
2. 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.
3. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices. – M.: Radio and Communications, 2010. – 328 p.
4. Lenshin A.V., Shatalov E.V., Tikhomirov V.N. Method of designing an astatic phase-locked system for digital frequency synthesizers // Telecommunications. – 2019. – No. 4. – Pp. 35–41.
5. Altshuller G.B., Elfimov N.N., Zavyalov V.D. Digital compensation of temperature instability of the frequency of quartz generators // Communication equipment. TRS series. – 1981. – Issue 7. – Pp. 139–145.
6. 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 Exhibition dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov / Edited by S.Y. Kiniv. – Kirov: ICITO Publishing House, 2022. – Pp. 124–130.
7. Manasевич В. Frequency synthesizers. Theory and design. – М.: Связь, 1979. – 384 p.

8. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M. Modernization of frequency synthesizers of the VHF radio station // T-Comm: Telecommunications and Transport. – 2022. – No. 9. – Pp. 20–27.
9. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Modernization of frequency synthesizers of the VHF radios // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – 2022. – T. 5. – № 1. – Pp. 139–145.
10. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in synthesizers with automatic tuning. – M.: Radio and Communications, 2004. – 210 p.
11. Zorich V.A. Mathematical analysis. Part II. - 9th edition, ispr. – M.: IZNMO, 2019. – 676 p.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ С АДАПТИВНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ ОПТИМИЗИРОВАННЫХ ПОМЕХ

С. М. Одоевский¹, Р. С. Султанов¹, В. О. Ключников¹

¹ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи им. Маршала Советского Союза
С. М. Буденного» (ВАС), г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В настоящей статье рассматривается подход к оценке помехоустойчивости беспроводных линий связи с адаптивной модуляцией в условиях слабо предсказуемого воздействия внешних источников помех с позиций теории игр «на наихудший случай» в пределах достоверно отслеживаемых ограничений. Приводится пример оценки помехоустойчивости при воздействии помех, оптимизированных по отношению к типовому алгоритму адаптации, а также демонстрируется возможность улучшения помехоустойчивости за счет встречной оптимизации используемого алгоритма адаптивной модуляции.

Ключевые слова: беспроводные линии связи, адаптивная модуляция, оптимизированные помехи, оценка помехоустойчивости.

EVALUATION OF THE NOISE IMMUNITY OF WIRELESS COMMUNICATION LINES WITH ADAPTIVE MODULATION IN CONDITIONS OF OPTIMIZED INTERFERENCE

S. M. Odoevsky¹, R. S. Sultanov¹, V. O. Klyuchnikov¹

¹Military telecommunication's academy named after Marshal of Soviet Union
S. M. Budyonny, Saint Petersburg, Russian Federation

Abstract. This article discusses an approach to assessing the noise immunity of wireless communication lines with adaptive modulation in conditions of poorly predictable exposure to external sources of interference from the standpoint of game theory "in the worst case" within reliably monitored constraints. An example of an assessment of noise immunity under the influence of interference optimized with respect to a typical adaptation algorithm is given, and the possibility of improving noise immunity by counter-optimizing the adaptive modulation algorithm used is demonstrated.

Keywords: wireless communication lines, adaptive modulation, optimized interference, noise immunity assessment.

1. ВВЕДЕНИЕ

К беспроводным линиям связи (БЛС) можно отнести множество систем радиосвязи, используемых в условиях, в которых не удается применить проводную связь, прежде всего, по причине подвижности абонентов (системы мобильной радиосвязи) или по причине отсутствия возможности проложить кабельные линии между стационарными местами размещения оконечного и промежуточного оборудования транспортных сетей связи и сетей доступа (системы радиорелайной связи). В последние годы всё чаще стали использоваться также БЛС в составе систем беспроводного широкополосного доступа (БШПД) на основе источников, приемников и ретрансляторов связи на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА).

Системы беспроводного широкополосного доступа считаются надежным высокоскоростным видом беспроводной связи. Однако устойчивость БЛС ограничена

влиянием среды распространения радиоволн (РРВ) и внешних помех на входе приемников станций БШПД.

Одним из способов борьбы с влиянием нестационарности условий РРВ (в частности, замираний) является использование адаптивной модуляции (АМ), которая означает динамическое изменение индексов (уровней, режимов, способов) модуляции с целью поддержания максимальной пропускной способности радиоканала в зависимости от текущего (наблюдаемого и предсказуемого) соотношения уровня сигнала и помех, изменяющегося во времени. При этом, с одной стороны, за счет использования менее надежных, но более эффективных (высокоскоростных) режимов модуляции, доступный запас на замирание может быть преобразован в увеличенную пропускную способность, а, с другой стороны, за счет использования менее эффективных (низкоскоростных) режимов модуляции имеющийся энергетический потенциал БЛС с АМ может быть преобразован в увеличенную помехоустойчивость.

При заданных статистических характеристиках сигналов и помех можно рассчитать пропускную способность БЛС и оценить помехоустойчивость по известным методикам [1-3]. Однако, если мощность помех будет изменяться во времени неизвестным заранее (непредсказуемым) образом, что характерно для источников преднамеренных помех, способных оптимизировать свое воздействие на объекты радиоподавления с учетом их алгоритмов адаптации, то однозначно предсказать помехоустойчивость БЛС отмеченными выше методами не представляется возможным. В настоящей работе для оценки помехоустойчивости предлагается использовать теоретико-игровые [4] или, точнее, адаптивно-игровые [5] методы оценки гарантируемых значений пропускной способности и помехоустойчивости при наихудшем воздействии преднамеренных помех с достоверно контролируемыми долговременными ограничениями.

2. МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БЕСПРОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ

В известных методиках расчета устойчивости БЛС (в частности, в [3,4]) предполагается, что станции БШПД на всех БЛС работают с постоянной скоростью передачи, определяемой выбранным режимом работы модема. При этом в качестве показателя неустойчивости Рн используется вероятность того, что вероятность ошибки превысит некоторую допустимую величину Рош.тр. Данный показатель на практике соответствует доли времени, когда нарушаются требования к вероятности ошибки.

Согласно используемым методикам при расчете показателя неустойчивости P_n величина $P_{\text{ош.тр}}$ непосредственно не используется, а задается соответствующая величина требуемого отношения сигнал/шум $h^2_{\text{тр}}$, при которой используемый в станциях БШПД модем на установленной (требуемой) скорости передачи $C_{\text{тр}}$ обеспечивает вероятность ошибки $P_{\text{ош}}(C_{\text{тр}})$ не более допустимой величины $P_{\text{ош.тр}}$. При известной мощности шума $P_{\text{ш}}$, которая при отсутствии внешних помех соответствует собственному шуму приемника в полосе пропускания, соответствующей режиму работы модема, требуемое отношение сигнал/шум $h^2_{\text{тр}}$ пересчитывается в величину чувствительности $P_{\text{с.тр}} = P_{\text{ш}} \cdot h^2_{\text{тр}}$, равную минимально необходимой мощности сигнала на входе приемника, при которой обеспечивается допустимая вероятность ошибки $P_{\text{ош.тр}}$. Далее на основании рассчитанной по модели РРВ для конкретной БЛС медианной мощности сигнала P_c вычисляется запас на замирания $V = P_c / P_{\text{с.тр}}$, который затем по известным статистическим зависимостям (аналитическим или графическим) пересчитывается в искомый показатель неустойчивости $P_n(V)$.

Как следует из вышесказанного, традиционные методики расчета позволяют оценивать устойчивость БЛС $P_n(C_{\text{тр}}) = P_n(V(C_{\text{тр}}))$ только после расчета запаса на

замирания $V(C_{\text{тр}})$ при заданной постоянной скорости передачи $C_{\text{тр}}$. Однако, современные станции БШПД поддерживают режимы работы с адаптивной модуляцией, которые предполагают адаптивное изменение скорости передачи при текущем изменении уровня сигнала и/или помех. Общепринятых методик расчета устойчивости таких БЛС в настоящее время не существует. В то же время известны частные методики (например, [6,7]), в которых расчет устойчивости таких БЛС сводится к расчету устойчивости на всех градациях скорости передачи (по указанным выше методикам), а затем к определению максимальной (из доступных) постоянной скорости C_{\max} (используемой для передачи мультимедийного трафика типа *real time* с допустимой минимальной задержкой) при которой обеспечивается заданная (допустимая) величина показателя неустойчивости $P_h(C_{\max}) \leq P_{h,\text{тр}}$, и/или к расчету максимальной (усредненной по всем адаптивно переключаемым скоростям) средней скорости передачи $C_{\text{ср}}$ (используемой для передачи пакетного трафика типа *not real time* с допустимой большой задержкой).

Для сетей связи специального назначения, построенных на основе станций БШПД с АМ, актуальными являются расчеты устойчивости БЛС по отношению не только к замираниям уровня сигнала, но и к воздействию внешних помех, что принято называть помехоустойчивостью, а по отношению к преднамеренным помехам – помехозащищенностью. В настоящей работе для большей общности используется понятие помехоустойчивости, которое включает помехозащищенность как частный случай. При этом в качестве показателя помехоустойчивости БЛС с АМ предлагается использовать не вероятность обеспечения заданной постоянной скорости (в БЛС с АМ скорость может постоянно изменяться) в определенных условиях функционирования, а максимальную гарантируемую среднюю скорость в данных условиях.

Воздействие постоянных помех с известной (рассчитанной) суммарной мощностью P_p на входе приемника БШПД, работающего с постоянной скоростью передачи, можно учесть в виде деградации чувствительности, т.е. повышения минимально необходимой мощности сигнала $P_{c,\text{тр}} = (P_{\text{ш}} + P_p) \cdot h_{\text{тр}}^2$ для сохранения требуемого отношения сигнал/(шум+помеха) $h_{\text{тр}}^2$. Далее вычисляется запас на замирания $V = P_c / P_{c,\text{тр}}$ и искомое значение показателя неустойчивости $P_h(V)$, которое в данном случае характеризует общую неустойчивость с учетом замираний и помех.

Если уровень помех будет изменяться случайным образом, но с известной функцией распределения вероятностей, то потребуется видоизменить функциональную зависимость $P_h(V)$, но в целом порядок расчета БЛС с постоянной скоростью передачи останется прежним. Прежним останется и расчет БЛС с адаптивно изменяемой скоростью передачи по отмеченным выше частным методикам при условии, что изменение текущего уровня помех $P_p(t)$ будет происходить медленнее, чем эти изменения успевает отследить система управления текущей скоростью передачи, выбирающая такую максимально возможную градацию скорости $C_i(t)$, при которой выполняется требуемое (для заданной вероятности ошибки $P_{\text{ош},\text{тр}}$) отношение сигнал/(шум+помеха) $h_{\text{тр}}^2(C_i(t)) \leq P_c / (P_{\text{ш}} + P_p(t))$.

Для удобства манипуляций с уровнем помех целесообразно пересчитать требуемые отношения сигнал/(шум+помеха) $h_{\text{тр},i}^2$, $i = \overline{1, n}$, при различных значениях скорости передачи C_i в пороги помехозащиты, соответствующие значениям максимальной относительной мощности помех, при которых еще выполняются требования к вероятности ошибки на данных скоростях:

$$\sigma_i = \frac{1}{h_{\text{тр},i}^2} - \frac{P_{\text{ш}}}{P_c} \approx \frac{1}{h_{\text{тр},i}^2}. \quad (1)$$

Приближенное равенство в (1) практически всегда справедливо, так как обычно в БЛС по условиям обеспечения необходимой устойчивости по замираниям выполняется неравенство $P_{\text{ш}} \ll P_c$, т.е. $P_{\text{ш}}/P_c \approx 0$. Следовательно, можно считать, что пороги

помехозащиты σ_i при работе с разной скоростью передачи C_i изменяются обратно пропорционально изменению чувствительности $P_{\text{с.тр.}i}$. В таблице 1 для примера приведены значения относительных порогов помехозащиты σ_i (в дБ и разах) для разных скоростей передачи БЛС между станциями БШПД (в полосе 10 МГц на основе оборудования *SkyMAN R5000-L/S*, построенного на базе абонентской аппаратной платформы разработки и производства *InfiNet*), нормированных относительно минимального порога помехозащиты, соответствующего чувствительности $P_{\text{с.тр.}1} = -74$ дБм при максимальной скорости передачи $C_1=27$ Мбит/с.

Таблица 1. Пример градаций скорости и порогов помехозащиты БЛС

Номер градации, i	1	2	3	4	5	6	7	8
Вид модуляции	64-QAM 3/4	64-QAM 2/3	16-QAM 3/4	16-QAM 1/2	QPSK 3/4	QPSK 1/2	BPSK 3/4	BPSK 1/2
Скорость передачи, C_i , Мбит/с	27	24	18	12	9	6	4,5	3
Чувствительность, $P_{\text{с.тр.}i}$, дБм	-74	-76	-81	-84	-87	-90	-92	-93
Относительный порог помехозащиты, σ_i , дБ	0	2	7	10	13	16	18	19
Относительный порог помехозащиты, σ_i , раз	1	1.58	5.01	10	19.95	39.81	63.09	79.43

В зависимости от текущей относительной мощности помех $\delta(t)=P_{\text{п.}}(t)/P_{\text{с}}$ и текущего порога помехозащиты $\sigma_i(t)$ при текущей скорости $C_i(t)$ на очередном цикле адаптации реальная скорость передачи $C(t)$ определяется следующим образом:

$$C(t) = \begin{cases} C_i(t), & \sigma_i(t) \geq \delta(t) \\ 0, & \sigma_i(t) < \delta(t) \end{cases}. \quad (2)$$

По аналогии с решающим правилом в случае точного предсказания величины относительной мощности помех $\delta(t)$ на очередном отрезке времени (цикле управления) Δt , очевидно, наилучшим выбором, максимизирующим текущую (а, следовательно, и среднюю скорость за длительное время), будет выбор градации скорости C_{i^*} , где

$$i^* = \arg \max_{i=1,n} C_i \mid \delta(t) < \sigma_i. \quad (3)$$

На рис.1 приведен график зависимости средней скорости передачи $C_{\text{ср}}$, равной адаптивно выбираемой текущей скорости передачи $C(t)=C_{i^*}$, от относительной мощности помех $\delta=\delta(t)$, не изменяющейся во времени, на основании параметров БЛС с АМ, приведенных в таблице 1.

Если же мощность помех будет изменяться во времени неизвестным заранее образом, что характерно для источников преднамеренных помех, способных оптимизировать свое воздействие на объекты радиоподавления с учетом их алгоритмов адаптации к помехам, то однозначно предсказать помехоустойчивость БЛС отмеченными выше методами не представляется возможным.

Одним из способов предсказания возможных последствий воздействия оптимизированных преднамеренных помех является привлечение теоретико-игровых [4] и/или адаптивно-игровых [5] методов оценки гарантируемых показателей качества связи

и/или устойчивости при наихудшем воздействии преднамеренных помех с достоверно контролируемыми долговременными ограничениями.

Наиболее слабым, но невырожденным ограничением возможностей источников помех является их ограниченный энергетический ресурс в пересчете (с учетом дальности, диаграмм направленности и количества объектов подавления) к величине ограниченной средней мощности помех на входе приемников БШПД при произвольном перераспределении текущей мощности помех во времени и в пространстве.

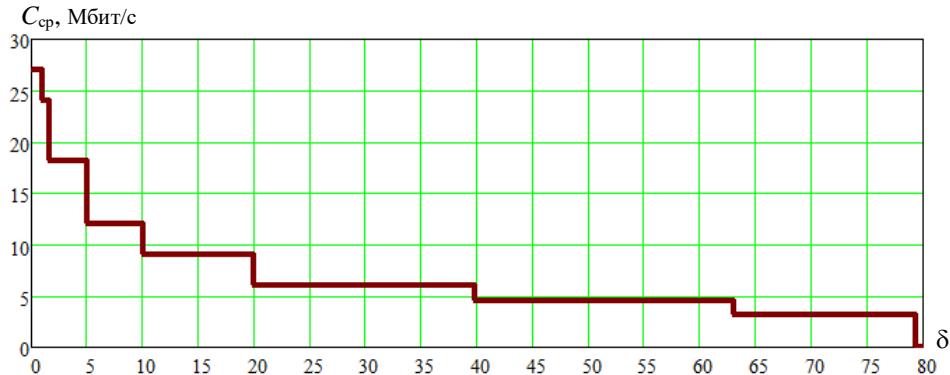


Рис. 1. Зависимость средней скорости передачи на БЛС с АМ от постоянной относительной мощности помех

Дополнительным объективным ограничением средств радиоподавления являются их ограниченные динамические возможности отслеживать текущие параметры режимов работы станций БШПД и изменять параметры излучаемых помех. На рисунке 2 представлена обобщенная модель взаимодействия контура управления БЛС с адаптивной модуляцией (АМ) и контура подавления БЛС источником помех (ИП) с обозначенными параметрами времени реакции системы принятия решения на управление (СПРУ) в виде времени задержки в канале наблюдения (КН) τ_H и в канале управления (КУ) τ_U , с одной стороны, и времени реакции системы принятия решения на подавление (СПРП) в виде времени задержки в канале разведки (КР) τ_R и в канале подавления (КП) τ_V , с другой стороны, от соотношения которых существенно зависит результат радиоподавления БЛС.

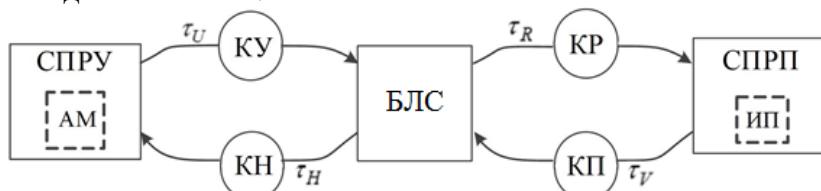


Рис. 2. Обобщенная модель взаимодействия контуров управления и подавления БЛС

Следует отметить, если существуют градации порогов помехозащиты σ_i , превышающие относительную среднюю мощность помех δ , то источник помех не сможет их постоянно превышать, а, следовательно, на длительном отрезке времени функционирования БЛС $T \rightarrow \infty$ существует возможность обеспечения средней скорости передачи $C_{cp} > 0$:

$$C_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T C(t) \cdot dt. \quad (4)$$

При любой постоянной скорости передачи C_i с порогом помехозащиты $\sigma_i > \delta$ источник помех (при любом соотношении инерционностей контуров управления и подавления), сохраняя среднюю мощность не выше заданной величины δ , сможет

периодически подавлять БЛС с импульсной мощностью $\delta_i = \sigma_i + \varepsilon$, где ε – бесконечно малая величина (на практике зависит от дополнительных случайных факторов, в частности, от замираний, которыми при оценке помехоустойчивости на наихудший случай пренебрегаем), с вероятностью (соответствующей фактически показателю неустойчивости) $P_h = \delta/\delta_i > 0$. При этом будет обеспечиваться средняя скорость передачи $C_{cp} = C_i \cdot (1 - P_h) = C_i \cdot (1 - \delta/\delta_i) > 0$.

Если будет использоваться режим работы БЛС с постоянной скоростью C_i с порогом помехозащиты $\sigma_i < \delta$, то ИП сможет полностью подавить БЛС, излучая постоянную мощность помехи $\delta > \sigma_i$ и обеспечить $P_h = 1$ и $C_{cp} = 0$.

3. ОЦЕНКА ГАРАНТИРУЕМОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БЕСПРОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ С ТИПОВЫМ АЛГОРИТМОМ АДАПТИВНОЙ МОДУЛЯЦИИ В УСЛОВИЯХ НАИХУДШИХ ПОМЕХ С ОГРАНИЧЕННОЙ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТЬЮ

В случае использования в БЛС адаптивной модуляции с типовым алгоритмом (известным источнику помех при любом соотношении инерционностей контуров управления и подавления) выбора очередного порога помехозащиты, превышающего текущую относительную мощность помех, структуру оптимальной (наихудшей) помехи с ограниченной средней мощностью можно определить методом усреднения ступенчатых помех с различными градациями средней мощности на конечных отрезках времени. Далее приведен расчет параметров таких ступенчатых помех на конкретном примере БЛС с типовыми градациями скоростей передачи и порогов помехозащиты.

В таблице 2 приведены результаты расчетов при действии наихудших помех с ограниченной энергией на длительности цикла подавления $T = \Delta t \cdot M$ при различных значениях M следующих параметров: предпоследнего порога помехозащиты $\sigma_i(M-1)$, которому соответствует устанавливаемая градация скорости $C_i(M)$ на следующем (последнем) интервале M , дискретной средней мощности помех $\delta_d(M)$, средней скорости $C_{cp}^*(\delta_d(M))$ и коэффициента неустойчивости $P_h^*(M)$.

Таблица 2. Параметры оптимальной помехи и результаты её влияния на среднюю скорость и коэффициент неустойчивости БЛС с АМ

M	$\sigma_i(M-1)$	$\delta_d(M)$	$C_i(M)$	$C_{cp}^*(\delta_d(M))$	$P_h^*(M)$
1	1	0	27	27	0
2	1	0,5	24	12	0,5
3	1,58	0,86	18	6	0,667
4	5,01	1,897	12	3	0,75
5	10,0	3,518	9	1,8	0,8
6	19,95	6,257	6	1	0,833
7	39,81	11,05	4,5	0,643	0,857
8	63,09	17,555	3	0,375	0,875
9	79,43	24,43	3	0,333	0,889
10	79,43	29,93	3	0,3	0,9
100	79,43	74,48	3	0,03	0,99
1000	79,43	78,935	3	0,003	0,999
∞	79,43	79,43	3	0	1

На рисунке 3 в нижней части проиллюстрированы графики изменения текущей мощности оптимальных помех δ_m от номера интервала (цикла адаптации РРС с АМ) m в цикле подавления из M интервалов при пяти вариантах значений $M = 2, 3, 4, 5, 6$. На

этом же рисунке в верхней части показано, как при этом меняется текущая скорость $C_i(m)$, устанавливаемая в соответствии с алгоритмом адаптации (пунктирная линия) и какая скорость (на последнем такте цикла подавления – сплошная линия) оказывается реализованной в следствие отсутствия на этом интервале помехи. Вертикальные оси обоих графиков на рисунке 3 представлены в масштабе реальных значений (т.е. пропорционально им) скорости C_i (в Мбит/с) и порогов помехозащиты σ_i (в дБ).

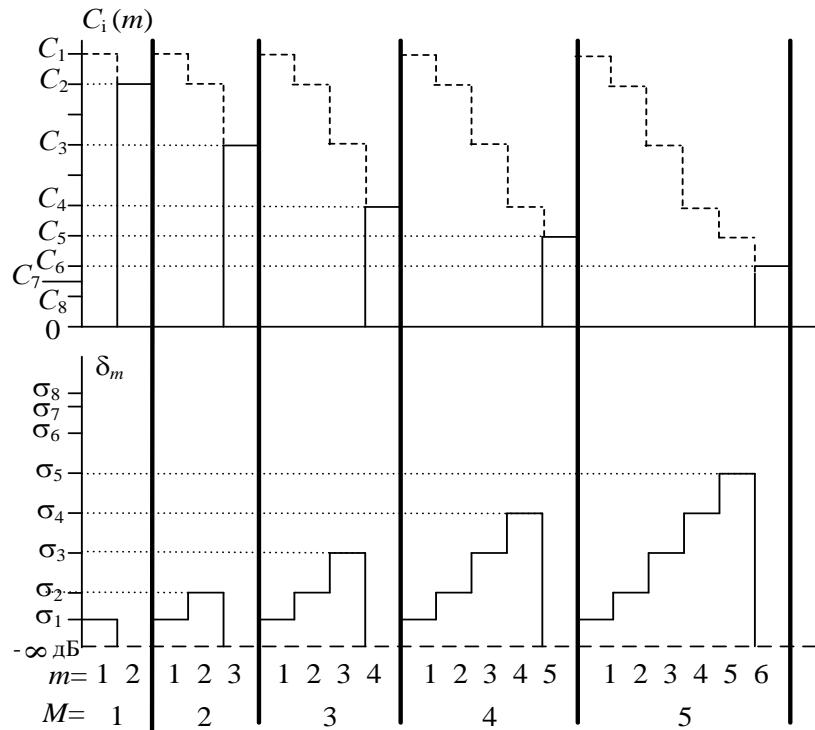


Рис. 3. Графики изменения текущей скорости $C_i(m)$ на очередном цикле m адаптации БЛС с АМ и текущей мощности оптимальной помехи δ_m при различном количестве M циклов адаптации в цикле подавления

На основании параметров, приведенных в таблице 2, была рассчитана зависимость гарантируемой средней скорости от относительной средней мощности наихудших преднамеренных помех, которая приведена в виде графика на рисунке 4.

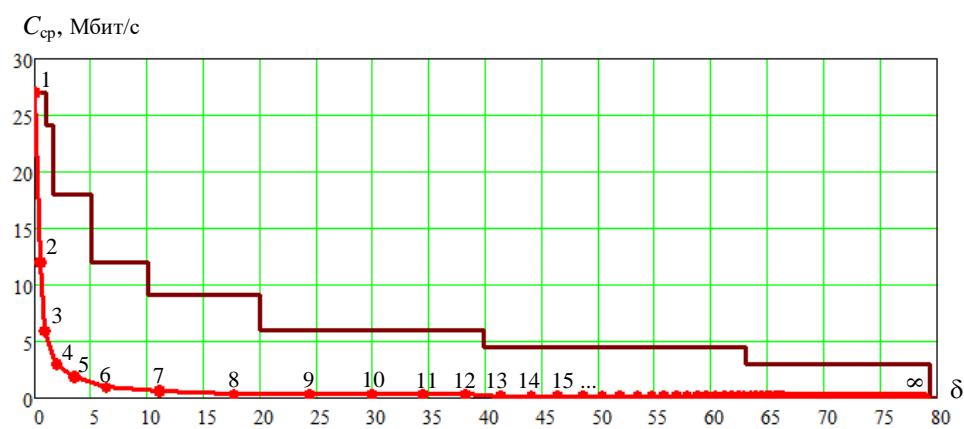


Рис. 4. Зависимость гарантируемой средней скорости передачи в БЛС с АМ от относительной средней мощности наихудших помех

Кружочками на этом графике отмечены (и пронумерованы) точки, в которых средняя мощность δ совпадает с дискретной средней мощностью $\delta_d(M)$ помех с

ограниченной энергией при разной длительности цикла подавления $M = 1, 2, 3, \dots, \infty$. Как видно из рисунка 4 и таблицы 2, при $M \rightarrow \infty$, оптимальная помеха излучается с постоянной мощностью $\delta = \delta_d(\infty)$, равной наибольшему порогу помехозащиты σ_n .

Для сравнения на этом же рисунке 4 приведена ступенчатая зависимость средней скорости от постоянной мощности помех, равной средней мощности, которая уже была приведена ранее на рисунке 1.

Как видно из таблицы 2 и графиков на рисунке 4, в условиях наихудших помех с ограниченной средней мощностью устойчивость БЛС с АМ при использовании типового алгоритма адаптации оказывается во много раз хуже, чем в условиях обычных помех с постоянной мощностью.

4. СРАВНЕНИЕ ГАРАНТИРУЕМОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БЕСПРОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ С ТИПОВЫМИ И ОПТИМИЗИРОВАННЫМИ АЛГОРИТМАМИ АДАПТИВНОЙ МОДУЛЯЦИИ В УСЛОВИЯХ НАИХУДШИХ ПОМЕХ С ОГРАНИЧЕННОЙ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТЬЮ

Как показано в [5], помехоустойчивость БЛС с АМ можно существенно повысить, если отслеживать не только текущую, но и среднюю мощность помех, а также учитывать соотношение инерционностей контуров управления и подавления, которое не может быстро изменяться. При этом оптимальный алгоритм управления текущей скоростью передачи в условиях оптимизированных помех с ограниченной средней мощностью может быть найден путем решения соответствующей антагонистической игры с дополнительными ограничениями, в общем случае, в смешанных стратегиях. Подробное описание методов решения таких игр и поиска оптимальных стратегий адаптивного управления скоростью передачи при различных соотношениях инерционностей контуров управления и подавления описаны в [5]. Далее приводятся только результаты оценки помехоустойчивости в виде зависимостей гарантируемой средней скорости передачи от относительной средней мощности оптимизированных помех с ограниченной средней мощностью (рисунок 5) при использовании рассчитанных оптимальных стратегий адаптивной модуляции в БЛС с градациями скоростей передачи и порогов помехозащиты, приведенных в таблице 1.

График 0 на рисунке 5 совпадает с графиком на рисунке 1 и отображает ступенчатую зависимость адаптивно выбираемой скорости передачи $C(t)$, равной средней скорости передачи C_{cp} , от наблюдаемой относительной постоянной мощности $\delta(t)$ помех, равной средней мощности δ , и соответствует варианту, когда суммарная длительность наблюдения за уровнем помех τ_H и длительности установления нового состояния БЛС τ_U намного меньше суммарной длительности разведки состояния БЛС τ_R и длительности установления нового состояния ИП τ_V , т.е. когда $\tau_H + \tau_U = \tau_R + \tau_V, \delta(t) = \delta$.

График 1 на рисунке 5 отображает зависимость гарантируемой средней скорости передачи C_{cp} от относительной средней мощности помех δ при адаптивном выборе текущей скорости передачи с минимальным порогом $\sigma_i(t)$, превышающим текущую относительную мощность помех $\delta(t)$, выбираемую ИП случайным образом из двух наихудших статических порогов с вероятностями, соответствующими условию ограниченной средней мощности. Данный график также соответствует варианту, когда суммарная длительность наблюдения τ_H и управления τ_U намного меньше суммарной длительности разведки τ_R и подавления τ_V , но при возможном отличии текущей мощности помех от средней мощности, т.е. когда $\tau_H + \tau_U = \tau_R + \tau_V, \delta(t) \neq \delta$.

График 2 на рисунке 5 отображает зависимость гарантируемой средней скорости передачи C_{cp} от относительной средней мощности помех δ при оптимальном случайном выборе текущих порогов помехозащиты $\sigma_i(t)$ и текущих уровней помех $\delta(t)$ с учетом

ограниченной относительной средней мощности δ . Данный график соответствует варианту, когда длительность наблюдения τ_H намного больше длительности управления τ_U и длительность разведки τ_R намного больше длительности подавления τ_V , т.е. когда $\tau_H \gg \tau_U, \tau_R \gg \tau_V, \delta(t) \neq \delta$.

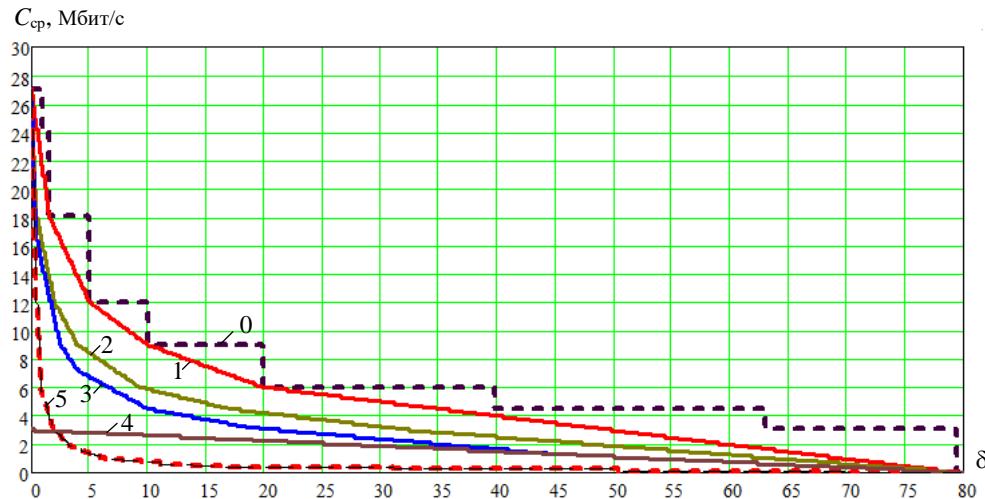


Рис. 5. Зависимости гарантируемой средней скорости передачи $C_{\text{ср}}$ от относительной средней мощности оптимизированных помех δ при использовании в БЛС различных алгоритмов адаптивной модуляции

График 3 на рисунке 5 отображает зависимость гарантируемой средней скорости передачи $C_{\text{ср}}$ от относительной средней мощности помех δ при выборе наилучшего порога помехозащиты $\sigma_i^*(t)$, соответствующего наблюдаемой средней мощности помех δ . Данный график соответствует варианту, когда суммарная длительность наблюдения τ_H и управления τ_U намного больше суммарной длительности разведки τ_R и подавления τ_V , т.е. когда $\tau_H + \tau_U \gg \tau_R + \tau_V, \delta(t) \neq \delta$.

График 4 на рисунке 5 отображает зависимость гарантируемой средней скорости передачи $C_{\text{ср}}$ от относительной средней мощности помех δ при использовании неоптимального типового алгоритма выбора максимального порога помехозащиты, независимо от наблюдаемых значений мощности помех при любом соотношении инерционностей контуров управления и подавления.

График 5 на рисунке 5 совпадает с графиком на рисунке 4 и отображает зависимость гарантируемой средней скорости передачи $C_{\text{ср}}$ от относительной средней мощности помех δ при использовании типового алгоритма адаптивного выбора текущей скорости передачи с минимальным порогом $\sigma_i(t)$, превышающим наблюдаемую относительную текущую мощность помех $\delta(t)$, выбираемую ИП в соответствии с описанной выше структурой оптимизированных ступенчатых помех.

Из сравнения графиков на рисунке 5 видно, что использование в БЛС с АМ алгоритмов адаптивной модуляции, оптимизированных с учетом контролируемых долговременных энергетических и инерционных ограничений источников помех (линии 0-3), позволяет получить заметный выигрыш в помехоустойчивости БЛС по сравнению с типовыми алгоритмами адаптации (линии 4-5).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Используемые в настоящее время методики расчета беспроводных линий связи не позволяют оценивать помехоустойчивость БЛС, построенных на основе станций БШПД с адаптивной модуляцией в условиях оптимизированных помех. В работе предложен

способ оценки помехоустойчивости БЛС с АМ на основе известных методик расчета устойчивости линий беспроводной связи с фиксированной и с адаптивной модуляцией, дополненный новым подходом к учету оптимизированных помех с использованием методов теории игр. Представлены результаты расчета параметров наихудших помех с ограниченной средней мощностью, воздействующей на БЛС с типовыми алгоритмами адаптивной модуляции. Показано, как на основе методов теории игр можно повысить помехоустойчивость БЛС путем соответствующей оптимизации алгоритмов адаптивной модуляции с учетом контролируемых значений текущей и средней мощности помех, а также соотношения инерционностей контуров управления и подавления.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р 53111-2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. – М.: Стандартинформ, 2009. – 16 с.
2. ГОСТ Р 53363-2009. Цифровые радиорелайные линии. Показатели качества. Методы расчета. – М.: Стандартинформ, 2009. – 68 с.
3. Рекомендация МСЭ-R P.530. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, требующиеся для проектирования наземных систем прямой видимости. Сектор радиосвязи МСЭ, 2017. – 57 с.
4. Чуднов А.М. Помехоустойчивость линий и сетей связи в условиях оптимизированных помех // Под ред. А.П. Родимова. – Л.: ВАС, 1986. – 84 с.
5. Одоевский С.М., Калюка В.И. Адаптивно-игровое моделирование военных сетей беспроводного абонентского доступа. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2017. – 240 с.
6. Одоевский С., Степанец В. Проектирование РРЛ: программный комплекс ONEPLAN RPLS / Первая миля. – 2016. – № 8. – С.18-23.
7. Ключников В. О. Одоевский С. М., Степанец И. В. Модель функционирования сети связи, построенной на основе радиорелайных станций с адаптивной модуляцией и коммутацией пакетов // Труды учебных заведений связи. – Санкт-Петербург : ВАС, 2021. – Т. 7. – № 4. – С. 63–76.

REFERENCES

1. GOST R 53111-2008. The stability of the functioning of the public communication network. Requirements and verification methods. – M.: Standartinform, 2009. – 16 p.
2. GOST R 53363-2009 Digital radio relay lines. Quality indicators. Calculation methods. - M.: Standartinform, 2009. – 68 p.
3. Recommendation ITU-R P.530. Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems. ITU Radiocommunication Sector, 2017. – 57 p.
4. Chudnov A.M. Noise immunity of communication lines and networks in conditions of optimized interference // Ed. A.P. Rodimova. – L.: VAS, 1986. – 84 p.
5. Odoevsky S.M., Kalyuka V.I. Game-adaptive modeling of military wireless subscriber access networks. – SPb.: Publishing house of Polytechnic. University, 2017. – 240 p.
6. Odoevskiy S., Stepanets V. Designing RRL: software package ONEPLAN RPLS / First mile. – 2016. – No. 8. – Pp.18-23.
7. Klyuchnikov V. O. Odoevsky S. M., Stepanets I. V. A model of the functioning of a communication network based on radio relay stations with adaptive modulation and packet switching // Proceedings of educational communication institutions. – St. Petersburg : VAS, 2021. – Vol. 7. – No. 4. – pp. 63-76.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА В ПРИНИМАЕМОМ СИГНАЛЕ

Ю.В. Сидоров, В.И. Шестопалов, А.И. Мордовин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен анализ работы многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала, при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале, для алгоритма обнаружения с принятием решения по максимальному сигналу. Получена оценка помехоустойчивости обнаружения при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале, для анализатора спектра, выполненного в виде набора параллельных фильтров.

Ключевые слова: многоканальный приемник, обнаружение шумоподобного сигнала, алгоритмы контрольных проверок, распределения Релея, Райса, эффект Доплера.

EVALUTION OF THE NOISE IMMUNITY OF A MULTICHANNEL NOISE-LIKE SIGNAL DETECTOR IN THE PRESENCE OF THE DOPPLER EFFECT IN THE RECEIVED SIGNAL

Yu.V. Sidorov, V.I. Shestopalov, A.I. Mordovin

JSC «Concern «Sozvezdие», Voronezh, Russia

Abstract. An analysis of the operation of a multi-channel detector of a noise-like signal, in the presence of the Doppler effect in the received signal, was carried out for a detection algorithm with decision-making based on the maximum signal. An estimate of the noise immunity of detection in the presence of the Doppler effect in the received signal is obtained for a spectrum analyzer made in the form of a set of parallel filters.

Keywords: multichannel receiver, detection of noise-like signal, control check algorithms, Rayleigh, Rice distributions, Doppler effect.

1. ВВЕДЕНИЕ

Система связи, реализованная на радиолинии с шумоподобными сигналами, занимает особое место среди современных систем связи, что обусловлено их свойствами. Во-первых, они обеспечивают кодовое разделение каналов при работе в общей полосе частот. Во-вторых, обеспечивают высокую помехозащищенность при действии помех. В радиолиниях широкое распространение получили шумоподобные сигналы (ШПС) прямого расширения спектра с фазовой манипуляцией на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП) [1-4]. Выделение информации в радиолинии с ШПС сигналом возможно при взаимной синхронизации передающей и приемной аппаратуры [5]. Для обеспечения синхронизации передающей и приемной аппаратуры передается синхросигнал в суммарном ШПС сигнале. Взаимная синхронизация между приходящим от передатчика ШПС сигналом и опорным сигналом от генератора ПСП в приемном устройстве происходит в режиме обнаружения, после этого проводится синхронизация фазы приходящего сигнала и осуществляется выделение приходящей информации. Так как синхронизация фазы приходящего сигнала осуществляется после устранение временной неопределенности между приходящим от передатчика ШПС сигналом и опорным сигналом от генератора ПСП в приемном

устройстве, то процесс обнаружения ШПС сигнала осуществляется в некогерентном режиме. С целью ускорения обнаружения ШПС сигнала применяют многоканальную схему обнаружителя.

В системах спутниковой связи, использующих ШПС сигнал, большое влияние на синхронизацию оказывает эффект Доплера. Например, для спутника, движущегося со скоростью 8 км/с и излучающего сигнал на частоте 1,5 ГГц, доплеровский сдвиг частоты может составлять ± 40 кГц. Следовательно, при установлении синхронизации в таких системах связи необходимо применять методы компенсации эффекта Доплера.

2. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

Одним из методов является анализ спектра сигнала группой параллельных фильтров в заданном интервале изменения частоты. Возможный вариант многоканального обнаружителя ШПС с анализатором спектра в виде N узкополосных параллельных фильтров, с прилегающими частотными характеристиками, представлен на рисунке 1.

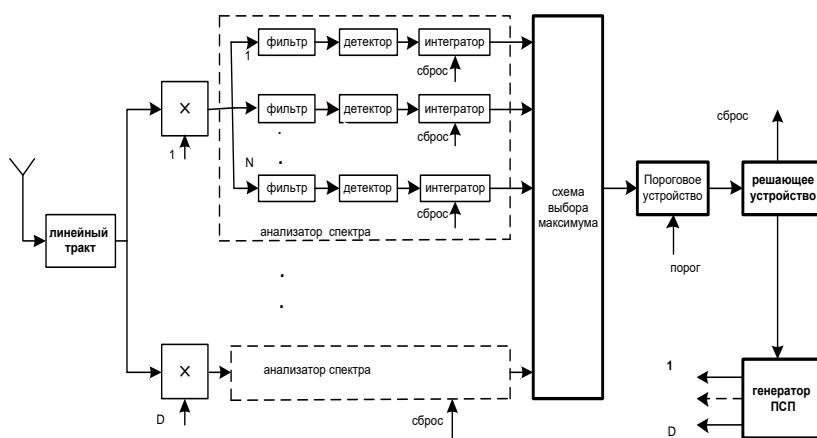


Рис. 1. Схема многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала, при наличии эффекта Доплера в принимаемом сигнале.

Анализ проводится для ШПС сигнала со следующими параметрами: T - период длительности псевдослучайной последовательности (ПСП); τ - длительность элементарного импульса ПСП; $T/\tau = B$ - число элементарных импульсов в периоде ПСП, которые характеризуются как база сигнала ШПС. Представленное на рис.1 многоканальное приемное устройство, в режиме обнаружения работает следующим образом.

Проходя через линейный тракт, принятый сигнал поступает на D входов корреляционных каналов. В корреляционных каналах приходящий сигнал умножается на опорные копии, которые поступают с D выходов генератора ПСП и сдвинуты друг относительно друга на величину длительности элементарного импульса ПСП- τ . С выхода умножителя сигнал поступает на анализаторы спектра, выполненные в виде группы из N параллельных каналов. Каждый канал состоит из узкополосного фильтра, детектора и интегратора со сбросом, которые соединены последовательно. При этом фильтры каналов имеют прилегающие частотные характеристики, с полосой $\Delta f = 1/2T$, а время накопления в интеграторе равно - T . Сигналы с DN выходов интеграторов поступают на схему выбора максимального сигнала, с выхода которой максимальный сигнал подается на пороговое устройство, где принимается решение о превышении порога максимальным сигналом. Сигнал с выхода порогового устройства поступает на

вход решающего устройства, где в конце периода T принимает решение о сдвиге опорных копий генератора ПСП на $D\tau$ периодов, в случае отсутствия сигнала на выходе порогового устройства. При наличии сигнала на выходе порогового устройства, решающая схема останавливает перестройку копий генератора ПСП, и проводит дополнительные контрольные проверки, длительность которых определяется выбранным алгоритмом. В качестве алгоритма проверки будем использовать факт наличия превышения порога максимальным сигналом на k подряд интервалах длительностью T на выходе порогового устройства. На основании контрольных проверок принимается окончательное решение об обнаружении сигнала.

Будем считать, что сигналы на выходах интеграторов статистически независимы. Тогда имеем DN независимых случайных величин X_1, X_2, \dots, X_{DN} с плотностями распределения $W_1(x_1), W_2(x_2), \dots, W_{DN}(x_{DN})$. Функция распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, \dots, X_{DN}\}$ имеет вид [6]

$$F_z(x) = \prod_{i=1}^{DN} F_i(x) \quad (1)$$

$$F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i) dy_i$$

где

$$Z = \max \left\{ X_1, X_2, \dots, X_{DN} \right\} \quad \text{получается}$$

Плотность распределения величины дифференцированием функции распределения $F_z(x)$ и имеет вид [6]

$$W_z(x) = \sum_{j=1}^{DN} \frac{W_j(x)}{F_j(x)} \prod_{i=1}^{DN} F_i(x) \quad (2)$$

Для DN каналов с шумом и без сигнала плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеем вид

$$W_z^1(x) = DW_1(x) F_1^{DN-1}(x). \quad (3)$$

где W_1 плотность распределения шума на выходе интегратора.

Для случая $(DN-1)$ каналов с шумом и одним каналом с сигналом плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеем вид

$$W_z^2(x) = (DN-1)W_1(x) F_1^{DN-2}(x) F_2(x) + F_1^{DN-1}(x) W_2(x) \quad (4)$$

где W_2 плотность распределения смеси сигнала и шума на выходе интегратора.

Вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства [7], с учетом плотности распределения выбора максимума из DN каналов в соответствии с выражением (3), можно представить в виде

$$P_{PTM} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x) dx = \int_{\eta}^{\infty} DN W_1(x) F_1^{DN-1}(x) dx \quad (5)$$

где η - порог, который обеспечивает требуемую вероятность ложной тревоги.

Вероятность пропуска, при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, на выходе порогового устройства с учетом плотности распределения выбора максимума из DN каналов в соответствии с выражением (4) можно представить в виде

$$P_{PPM} = \int_0^{\eta} W_z^2(x) dx = \int_0^{\eta} (DN-1)W_1(x) F_1^{DN-2}(x) F_2(x) dx + \int_0^{\eta} F_1^{DN-1}(x) W_2(x) dx \quad (6)$$

За полный цикл проверки всех N точек неопределенности ШПС сигнала вероятность ложной тревоги можно представить в виде

$$P_{ЛТЦ} = 1 - (1 - P_{ЛТМ})^{B/D} \quad (7)$$

С учетом разложения по формуле Ньютона [5]

$$(1 - H)^L = \sum_{\gamma=0}^L (-1)^\gamma C_L^\gamma H^\gamma \approx 1 - LH \quad (8)$$

вероятность ложной тревоги за полный цикл проверки можно представить в виде

$$P_{ЛТЦ} = 1 - (1 - P_{ЛТМ})^{B/D} \approx \frac{B}{D} P_{ЛТМ} \quad (9)$$

В качестве алгоритма проверки будем использовать факт наличия превышения порога максимальным сигналом на k подряд интервалах длительностью T на выходе порогового устройства. Тогда вероятность ложной тревоги за полный цикл с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки можно представить в виде

$$P_{ЛТЦК} = [1 - (1 - P_{ЛТМ})^{B/D}] P_{ЛТМ}^k \approx \frac{B}{D} P_{ЛТМ}^{k+1} \quad (10)$$

Вероятность пропуска, при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки, можно представить в виде

$$P_{ПРМК} = 1 - (1 - P_{ПРМ})^{k+1} \approx (k + 1)P_{ПРМ} \quad (11)$$

При отсутствии на входе полезного сигнала, полный цикл времени проверки всех точек неопределенности ШПС сигнала с учетом многоканальности и перестройки генератора ПСП с шагом $D\tau$ можно представить в виде

$$T_{Ц} = \frac{B}{D} T + \Delta \quad (12)$$

где Δ - времяя контрольных проверок.

Времяя контрольных проверок можно представить в виде $\Delta = \frac{B}{D} P_{ЛТМ} k T$, тогда полный цикл времени проверок всех точек неопределенности имеет виде

$$T_{Ц} = \frac{B}{D} T + \frac{B}{D} P_{ЛТМ} k T \quad (13)$$

Вероятность ложной тревоги для приемного устройства задается в виде вероятности ложной тревоги за час работы ($P_{ЛТЧ}$) приемного устройства в режиме обнаружения сигнала. Вероятность ложной тревоги за час работы можно представить в виде

$$P_{ЛТЧ} = 1 - (1 - P_{ЛТЦК})^M \approx M P_{ЛТЦК} \quad (14)$$

$$M = \frac{3600}{T_{Ц}}$$

где

Учитывая малое значение величины $\frac{B}{D} P_{ЛТМ}$ выражение (13) можно представить в виде

$$T_{Ц} = \frac{B}{D} T + B P_{ЛТМ} k T \approx \frac{B}{D} T \quad (15)$$

Тогда с учетом (14) и (15) величину $P_{ЛТЦК}$ можно представить в виде

$$P_{ЛТЦК} = \frac{P_{ЛТЧ} T B}{3600 D} \quad (16)$$

Вероятность ложной тревоги при выборе максимума $P_{ЛТМ}$ с учетом (10) и (16) можно представить в виде

$$P_{ЛТМ} = \left(\frac{P_{ЛТЧ} T}{3600} \right)^{\frac{1}{k+1}} \quad (17)$$

При наличии только шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора каждого канала определяется законом Релея [7].

$$W_i(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (18)$$

где σ^2 - дисперсия шума.

$$F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i) dy_i$$

Так как $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i) dy_i$ то с учетом (18) будем иметь:

$$F_1^{DN-1}(x) = \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) dy \right]^{DN-1} = \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right) \quad (19)$$

С учетом выбора максимума из DN каналов в соответствии с выражениями (5) и (19), вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства можно представить в вид

$$\begin{aligned} P_{ЛТМ} &= \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x) dx = \int_{\eta}^{\infty} DN W_1(x) F_1^{DN-1}(x) dx = \\ &= \int_{\eta}^{\infty} DN \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right) dx \\ &= \sum_{k=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^v DN \int_{\eta}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2\sigma^2}\right) dx \end{aligned} \quad (20)$$

Проведем замену нормированного порога, $\sigma dy = dx$, $y = \frac{x}{\sigma}$ и используем только первые члены сумм, тогда получим

$$\begin{aligned} P_{ЛТМ} &= \int_{\eta_u}^{\infty} DN y \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^v \exp\left(-\frac{vy^2}{2}\right) dy = \\ &= \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^v DN \int_{\eta_u}^{\infty} y \exp\left(-\frac{(v+1)y^2}{2}\right) dy = \\ &= \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^v \frac{DN}{v+1} \exp\left(-\frac{(v+1)\eta_u^2}{2}\right) \approx DN \exp\left(-\frac{\eta_u^2}{2}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

Из выражения (21) с учетом (17) после преобразований получим

$$\eta_u = \sqrt{-2 \ln \left(\frac{P_{ITM}}{DN} \right)} = \sqrt{2(\ln DN) - \frac{2}{k+1} \ln \left(\frac{P_{ITq}}{3600} T \right)} \quad (22)$$

При наличии сигнала и шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора определяется законом Райса [7]

$$W_2(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{xA}{\sigma^2} \right) \quad (23)$$

где σ^2 и A - соответственно дисперсия шума и амплитуда сигнала;

$I_0 \left(\frac{xA}{\sigma^2} \right)$ модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Так как $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i) dy_i$ то с учетом (18) и (23) будем иметь:

$$\begin{aligned} F_1^{DN-1}(x) &= \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right) dy \right]^{DN-1} = \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^v \exp \left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2} \right) \\ F_1^{DN-2}(x) &= \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right) dy \right]^{DN-2} = \sum_{v=0}^{DN-2} (-1)^v C_{DN-2}^v \exp \left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2} \right) \\ F_2(x) &= \int_0^x W_2(y) dy = \int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{y^2 + A^2}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{yA}{\sigma^2} \right) dy \end{aligned} \quad (24)$$

С учетом выбора максимума из DN каналов в соответствии с выражениями (6), (22) и (24), вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии на выходе порогового устройства можно представить в вид

$$\begin{aligned} P_{PPM} &= \int_0^\eta W_z^2(x) dx = \int_0^\eta (DN-1) W_1(x) F_1^{DN-2}(x) F_2(x) dx + \int_0^\eta F_1^{DN-1}(x) W_2(x) dx = \\ &= \int_0^\eta \sqrt{2 \ln DN - \frac{2}{k+1} \ln \left(\frac{P_{ITq}}{3600} T \right)} (DN-1)x \sum_{v=0}^{DN-2} (-1)^v C_{DN-2}^v \exp \left(-\frac{(v+1)x^2}{2} \right) \\ &\quad \int_0^x y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0 \left(\sqrt{2}yh \right) dy dx + \\ &\quad + \int_0^\eta \sqrt{2 \ln DN - \frac{2}{k+1} \ln \left(\frac{P_{ITq}}{3600} T \right)} \sum_{v=0}^{DN-1} (-1)^v C_{DN-1}^v \exp \left(-\frac{vx^2}{2} \right) x \exp \left(-\frac{x^2 + 2h^2}{2} \right) I_0 \left(\sqrt{2}xh \right) dx \end{aligned} \quad (25)$$

где $h^2 = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ отношение сигнал/шум.

Для упрощения выражения (25) используем только первые члены сумм, тогда выражение имеет вид

$$\begin{aligned}
 P_{PPM} = & (DN - 1) \int_0^{\sqrt{2 \ln DN - \frac{2}{k+1} \ln \left(\frac{P_{LTQ}}{3600} T \right)}} x \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) \int_0^x y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx + \\
 & + \int_0^{\sqrt{2 \ln DN - \frac{2}{k+1} \ln \left(\frac{P_{LTQ}}{3600} T \right)}} x \exp \left(-\frac{x^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}xh) dx
 \end{aligned} \tag{26}$$

Учитывая (11) и (26) получим окончательное выражение для вероятности пропуска ШПС сигнала, для рассматриваемого алгоритма контрольной проверки и при совпадении приходящего сигнала с опорной копией, в виде

$$\begin{aligned}
 P_{PPMK} = & (k+1)(DN - 1) \int_0^{\sqrt{2 \ln DN - \frac{2}{k+1} \ln \left(\frac{P_{LTQ}}{3600} T \right)}} x \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) \int_0^x y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx + \\
 & + (k+1) \int_0^{\sqrt{2 \ln DN - \frac{2}{k+1} \ln \left(\frac{P_{LTQ}}{3600} T \right)}} x \exp \left(-\frac{x^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}xh) dx
 \end{aligned} \tag{27}$$

Будем считать, что скорость передачи равна $\frac{1}{T}$. Для наглядности полученного результата по выражению (27) проведены расчеты, которые представлены в таблицах с 1 по 4 и на рисунках с 2 по 5 при различных значениях параметров.

Таблица 1. Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{LTQ} = 10^{-2}$, $P_{LTQ} = 10^{-6}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения),

$N = 1$ (эффект Доплера отсутствует), $k = 1; 3; 5$, и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

	D=1 N=1					
	P лтч=10 ⁻²			P лтч=10 ⁻⁶		
	k=1	k=3	k=5	k=1	k=3	k=5
Pпрк=10 ⁻¹	h ² =12,52	h ² =11,02	h ² =10,11	h ² =13,85	h ² =12,01	h ² =11,12
Pпрк=10 ⁻²	h ² =13,84	h ² =12,24	h ² =11,68	h ² =14,93	h ² =13,18	h ² =12,38
Pпрк=10 ⁻³	h ² =14,65	h ² =13,18	h ² =12,43	h ² =15,62	h ² =14,08	h ² =13,24

Таблица 2. Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{ЛТЧ} = 10^{-2}$, $P_{ЛТЧ} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $N = 1$ (эффект Доплера отсутствует), $k = 1;3;5$, и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

	D=10 N=1					
	РЛТЧ=10 ⁻²			РЛТЧ=10 ⁻⁶		
	k=1	k=3	k=5	k=1	k=3	k=5
Pпрк=10 ⁻¹	h ² =13,26	h ² =12,08	h ² =11,67	h ² =14,2	h ² =12,97	h ² =12,15
Pпрк=10 ⁻²	h ² =14,32	h ² =13,18	h ² =12,84	h ² =15,28	h ² =14,02	h ² =13,35
Pпрк=10 ⁻³	h ² =15,17	h ² =14,07	h ² =13,69	h ² =16,07	h ² =14,81	h ² =14,1

Таблица 3. Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{ЛТЧ} = 10^{-2}$, $P_{ЛТЧ} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $N = 20$ (характеристика анализатора спектра), $k = 1;3;5$, и

$$T = \frac{1}{1000} = 10^{-3} \text{ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).}$$

	D=10 N=20					
	РЛТЧ=10 ⁻²			РЛТЧ=10 ⁻⁶		
	k=1	k=3	k=5	k=1	k=3	k=5
Pпрк=10 ⁻¹	h ² =14,0	h ² =13,15	h ² =13,0	h ² =14,94	h ² =13,7	h ² =13,32
Pпрк=10 ⁻²	h ² =15,02	h ² =14,18	h ² =13,97	h ² =15,9	h ² =14,82	h ² =14,25
Pпрк=10 ⁻³	h ² =15,78	h ² =14,95	h ² =14,59	h ² =16,48	h ² =15,43	h ² =15,02

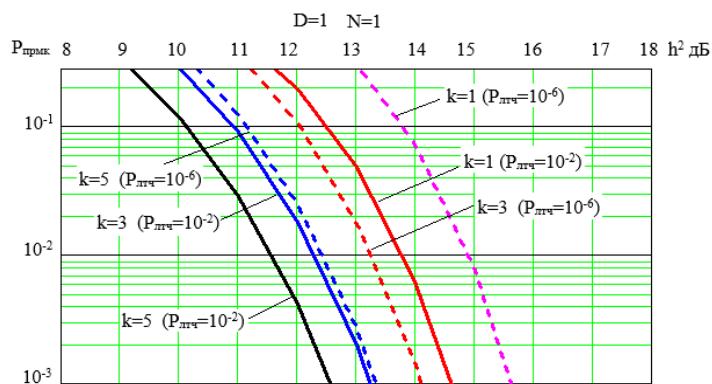


Рис. 2. Графики зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{ЛТЧ} = 10^{-2}$, $P_{ЛТЧ} = 10^{-6}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения), $N = 1$ (эффект Доплера отсутствует), $k = 1;3;5$, и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

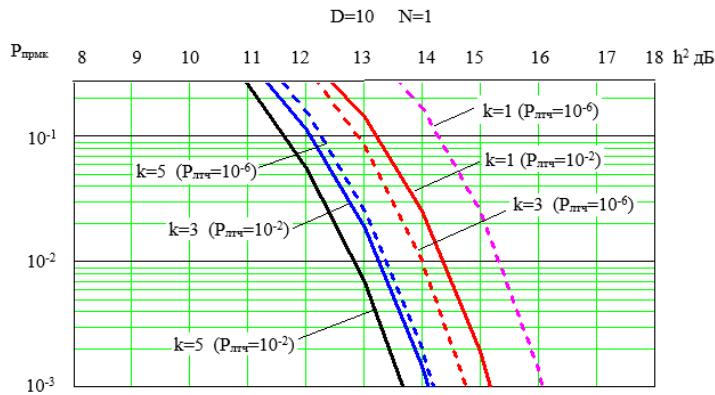


Рис. 3. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $N = 1$ (эффект Доплера отсутствует), $k = 1;3;5$, и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

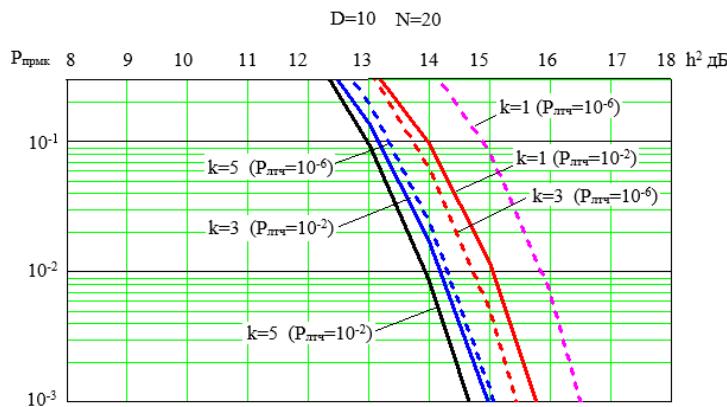


Рис. 4. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок при $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $N = 20$ (характеристика анализатора спектра), $k = 1;3;5$, и $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При рассмотрении результатов расчета, представленных в таблицах с 1 по 3 и на рисунках с 2 по 4, видно:

- введение контрольных проверок по рассмотренным алгоритмам повышает помехоустойчивость обнаружения;
- при алгоритме контрольной проверки $k=5$ по отношению к алгоритму контрольной проверки $k=1$ в одноканальном режиме обнаружения выигрыш по помехоустойчивости составляет 2,16-2,55 дБ для $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ и $P_{\text{ПРК}} = 10^{-2}$, а для $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-2}$, $P_{\text{ЛТЧ}} = 10^{-6}$ и $P_{\text{ПРК}} = 10^{-3}$ получается 2,22-2,38 дБ при скорости передачи информации 1000 бит/сек;
- при алгоритме контрольной проверки $k=5$ по отношению к алгоритму контрольной проверки $k=1$ в многоканальном режиме обнаружения ($D=10$) и при отсутствие эффекта Доплера, выигрыш по помехоустойчивости составляет 1,48-1,93 дБ

для $P_{ЛТЧ} = 10^{-2}$, $P_{ЛТЧ} = 10^{-6}$ и $P_{ПРК} = 10^{-2}$, а для $P_{ЛТЧ} = 10^{-2}$, $P_{ЛТЧ} = 10^{-6}$ и $P_{ПРК} = 10^{-3}$ получается 1,48-2,06 дБ при скорости передачи информации 1000 бит/сек;

- при алгоритме контрольной проверки $k=5$ по отношению к алгоритму контрольной проверки $k=1$ в многоканальном режиме обнаружения ($D = 10$) и при наличии эффекта Доплера ($N = 20$), выигрыш по помехоустойчивости составляет 1,05-1,65 дБ для $P_{ЛТЧ} = 10^{-2}$, $P_{ЛТЧ} = 10^{-6}$ и $P_{ПРК} = 10^{-2}$, а для $P_{ЛТЧ} = 10^{-2}$, $P_{ЛТЧ} = 10^{-6}$ и $P_{ПРК} = 10^{-3}$ получается 1,18-1,46 дБ при скорости передачи информации 1000 бит/сек.

Многоканальный режим обнаружения с принятием решения по максимальному сигналу при 10 каналах обеспечивает сокращение времени обнаружения в 10 раз. При переходе с одноканального режима обнаружения к многоканальному режиму обнаружения при 10 каналах и отсутствие эффекта Доплера, наблюдается ухудшение помехоустойчивости обнаружения и при $k=5$ на 0,86-1,26 дБ. При переходе с одноканального режима обнаружения к многоканальному режиму обнаружения при 10 каналах и наличии эффекта Доплера ($N = 20$), наблюдается ухудшение помехоустойчивости обнаружения и при $k=5$ на 1,78-2,29 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: «Сов.Радио», 1977. 400с.
2. Под ред. Тузова Г.И. Адресные системы управления и связи// Вопросы синхронизации// М. «Радио и связь», 1993 г., 378 с.
3. Под ред. Пестрякова В.Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. – М.: «Сов.Радио», 1973. 424с.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: «Сов.Радио», 1985. 384с.
5. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимаерв А.Е., Шестопалов В.И. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности./ Под. ред. В.И.Борисова. – М.: РадиоСофт, 2011, -550 с.
6. Вентцель Е. С., Овчаров Л.Ф. Теория вероятностей .М., Наука. 1973.
7. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., Сов. Радио, 1966, -680 с.

REFERENCES

1. Tuzov G.I. Statistical theory of reception of complex signals. - M.: "Sov.radio", 1977, 400s.
2. Ed. Tuzova G.I. Address control and communication systems//Problems of synchronization//M. "Radio and communication", 1993, 378 p.
3. Ed. Pestyakova V.B. Noise-like signals in information transmission systems. - M.: "Sov.Radio", 1973. 424p.
4. Varakin L.E. Communication systems with noise-like signals. - M.: "Sov.Radio", 1985. 384s.
5. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Shestopalov V.I. Noise immunity of radio communication systems with direct modulation of a pseudo-random sequence. Ed. IN AND. Borisov. - M.: RadioSoft, 2011, - 550 p.
6. Ventzel E.S., Ovcharov L.F. Probability Theory. M., Science. 1973.
7. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. M., Sov. Radio, 1966, - 680 p.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

А.С. Путятин¹, А.Ю. Петрова¹, А.В. Сезин¹

¹АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация.

Аннотация. В данной работе приведены обзорные материалы по статьям и книгам авторов о перспективах развития спутниковых систем связи, а также актуальные направления развития систем связи. Рассмотрен вопрос о потенциале развития систем связи в современном мире.

Ключевые слова: спутниковые системы связи, передача данных, пропускная способность, направления развития.

PROSPECTS FOR THE DEVELOPMENT OF SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

A.S. Putyatin¹, A.Y. Petrova¹, A.V. Sezin¹

¹JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation

Abstract. This paper provides review materials on articles and books by the authors on the prospects for the development of satellite communication systems, as well as current trends in the development of communication systems. The question of the potential for the development of communication systems in the modern world is considered.

Keywords: satellite communication systems, data transmission, bandwidth, development directions.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире спутниковые системы связи играют важную роль, обеспечивая связь и передачу данных в самых отдаленных уголках планеты. С каждым годом спутниковые системы становятся все более востребованными, и их перспективы для развития стремительно растут.

Спутниковые системы связи являются важной частью мировой инфраструктуры связи, обеспечивая передачу данных, интернет-соединение, мобильную связь и многие другие услуги. С каждым годом спрос на такие услуги растет, и развитие спутниковых систем связи играет ключевую роль в обеспечении доступности высокоскоростного интернета и коммуникаций в удаленных районах.

2. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Одним из важных направлений развития спутниковых систем связи является увеличение пропускной способности. С развитием интернета и увеличением потребности в передаче больших объемов данных развитие спутниковых систем, способных обеспечить высокую скорость передачи информации, является наиболее актуальной задачей. Кроме того, увеличение пропускной способности помогает снизить задержки в передаче данных, что особенно важно для технологий реального времени, таких как: видеоконференции, видеоигры, системы онлайн мониторинга (технических, экономических, стратегических и иных процессов). Другими важными направлениями развития спутниковых систем связи являются:

Во-первых, увеличение точности и надежности спутниковых систем. Это включает в себя разработку новых технологий, таких как улучшенные антенны и приемники, а также более точные алгоритмы управления спутниками. Улучшение точности и

надежности позволяет увеличить качество связи и обеспечить более стабильную работу спутниковых систем в любых условиях.

Во-вторых, важным направлением развития является увеличение доступности спутниковых систем связи. Которые предполагают создание современных технологий, позволяющих активно развивать спутниковые системы, которые могут работать даже в самых отдаленных и труднодоступных регионах, что помогает улучшить коммуникацию и обеспечить доступ к информации для всех жителей планеты.

В-третьих, спутниковые системы связи будут интегрироваться с сетями различных технологий, таких как 5G, для обеспечения более широкого доступа к связи и повышения использования ресурсов.

В-четвертых, развитие автономных спутниковых систем с возможностью самостоятельного управления и решения задач без участия человека.

3. АКТУАЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Спутниковые системы связи являются актуальным и важным направлением для нашей страны так как имеют огромный потенциал развития в современном мире по следующим причинам:

- развитие спутниковых систем связи способствует улучшению качества обслуживания и расширению возможностей для передачи данных, что актуально в современном цифровом обществе;

- спутниковые системы связи позволяют обеспечить широкий охват зоны обслуживания, что особенно важно для удаленных и отдаленных районов, где нет возможности установить наземную инфраструктуру;

- спутниковые системы обладают более высокой надежностью и устойчивостью связи по сравнению с земными средствами, так как они не зависят от местных обстоятельств (например, стихийных бедствий);

- спутниковые системы связи играют ключевую роль в обеспечении безопасности и обороноспособности государства, поэтому их развитие и модернизация являются приоритетными задачами для многих стран.

Вместе с тем, развитие спутниковых систем связи также сталкивается с рядом вызовов. К числу таких вызовов можно отнести финансовые затраты на создание и запуск спутников, проблемы с частотным спектром и конкуренцию с другими технологиями (беспроводные сети и оптоволокно).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, развитие спутниковых систем связи остается актуальным и востребованным направлением из-за их широких возможностей и потенциала в современном мире, которые помогут в дальнейшем создать новые эффективные и надежные спутниковые системы, которые смогут удовлетворить все потребности общества в коммуникации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В.И. К вопросу избирательности современных приёмных устройств при одном имеющем сигнале на входе // Техника средств связи. ТРС. 1978. Вып. 7(23). 65-73 с.
2. Борисов В.И. Оценки избирательности современных приемных устройств, при одном мешающем сигнале на входе // Радиотехника. 1981. Т. 36, № 5. 85-89 с.
3. В. Слюсар. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи // Первая миля. - 2008. - № 4. - 10-15 с.

4. Жуков А.П. отчёт по научно-исследовательской работе «Исследование принципов построения нестационарных согласующих цепей» шифр «Эффект» / А.П. Жуков, И.В. Бабкин., Воронеж, научно-исследовательский институт связи., 2003 - 76 с.
5. Кочетков А.А. Расчёт согласующих цепей передатчиков и анализ настройки // Теория и техника радиосвязи сб. научн. работ: изд-во ОАО «Концерн «Созвездие», 2014 - 97 с.
6. Сезин А.В. Борисов Василий Иванович – величайший учёный-радиотехник АО «Концерн «Созвездие» // Самый выдающийся учёный ч. 6. Нижний Новгород, 2019. - 4 с.
7. Сезин. А.В. Логунова И.В. Дубровский Игорь Петрович – величайший учёный-изобретатель АО «Концерн «Созвездие» // Самый выдающийся учёный ч. 5. Нижний Новгород, 2018. - 22 с.

REFERENCES

1. Borisov V. I. to the question of selectivity of modern receivers with one signal at the input / communication equipment. TRS. 1978. Issue. 7 (23). 65-73 p.
2. Borisov V. I. evaluation of selectivity of modern receivers, with one interfering signal at the input // radio engineering. 1981. Vol. 36, No. 5. 85-89 p.
3. B. Slusar. Digital antenna arrays in mobile satellite communication // first mile. - 2008. - № 4. - 10-15 p.
4. Zhukov A. p. report on research work "Research of principles of construction of non-stationary matching chains "cipher" Effect " / A. p. Zhukov, I. V. Babkin., Voronezh, research Institute of communications., 2003 – 76 p.
5. Kochetkov A. A. calculation of matching circuits of transmitters and analysis of tuning. Theory and technique of radio communication. works: publishing house of JSC "Concern "Sozvezdie", 2014 - 97 p.
6. Sezin A. V. Borisov Vasily Ivanovich – the greatest scientist-radio technician of JSC "Concern "Sozvezdie" // Most eminent scientist part 6. Nizhny Novgorod, 2019. - 4 p.
7. Sesin. A. V. Logunov, I. V. Dubrovsky Igor Petrovich – the greatest scientist-inventor of JSC "Concern "Sozvezdie" // Most eminent scientist part 5. Nizhny Novgorod, 2018. - 22 p.

ПОДХОД К ОЦЕНИВАНИЮ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А. В. Писной¹

¹Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (ГУ «НИИ ВС РБ»), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Рассматривается методика оценивания протоколов маршрутизации сети связи специального назначения. Предложены основные и дополнительные показатели оценки, а также критерий выбора лучшего протокола маршрутизации.

Ключевые слова: протокол маршрутизации; цифровой поток; сеть связи специального назначения.

AN APPROACH TO EVALUATING THE ROUTING PROTOCOLS OF A SPECIAL-PURPOSE 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. A methodology for evaluating routing protocols of a special-purpose communication network is considered. The main and additional evaluation indicators are proposed, as well as a criterion for choosing the best routing protocol.

Keywords: routing protocol; digital stream; special purpose communication network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Автоматическая маршрутизация цифровых потоков позволяет повысить устойчивость информационных направлений. В настоящее время эту функцию выполняют специальные сетевые устройства – маршрутизаторы. В основу их положены протоколы маршрутизации, которые являются сводом правил для обмена информацией между сетевыми устройствами.

На современном этапе развития пакетных сетей связи существует множество протоколов маршрутизации. Выбор протокола для работы маршрутизаторов осуществляется администраторами сети связи, основываясь на собственном практическом опыте. При использовании различных протоколов, для одного и того же направления связи, могут организовываться цифровые потоки с различными скоростями передачи. Поэтому для администраторов актуальной является задача выбора лучшего протокола маршрутизации, что позволит эффективно использовать ресурсы сети связи по пропускной способности. Для решения этой задачи предлагается использовать разработанную методику оценки качества функционирования протоколов маршрутизации.

2. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛА МАРШРУТИЗАЦИИ В ТРАНСПОРТНОЙ ПАКЕТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

В предлагаемой методике сравниваются фактические величины скоростей передачи цифровых потоков направлений связи с требованиями по их передачи и с расчётными значениями пропускных способностей этих направлений, полученных в соответствии с [1]. По результатам сравнения осуществляется выбор протокола работы маршрутизаторов в сети связи специального назначения с известными параметрами:

структурой, характеристиками её элементов, совокупностью информационных направлений и требованиями по передаче цифровых потоков.

Последовательность решения можно разделить на 5 этапов (рисунок 1), содержание которых представлено ниже.

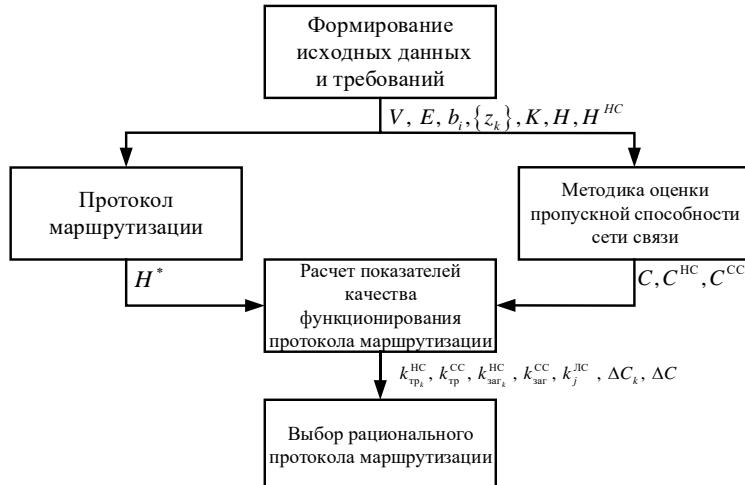


Рис. 1. Структурная схема этапов выполнения методики

Первый этап. Формирование исходных данных.

К исходным данным относятся:

совокупность узлов связи (V);

совокупность линий связи (E) с заданными пропускными способностями b_i (бит/с);

множество корреспондирующих пар узлов $\{z_k\}$ и количество направлений связи (K);

требования по передаче информационных потоков между КПУ h_k (бит/с).

На основании требований по передаче информационных потоков формируется матрица требований H^{HC} . Элементы матрицы H^{HC} , номерам строк и столбцов которых не соответствуют номера узлов связи из корреспондирующих пар узлов $\{z_k\}$, не определены, равно как и элементы главной диагонали матрицы. В результате матрица принимает вид:

$$H^{HC} = \begin{vmatrix} - & h_{12} & h_{13} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & - & h_{23} & \dots & h_{2N} \\ h_{31} & h_{32} & - & \dots & - \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1} & h_{N2} & - & \dots & - \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} - & h_1 & h_2 & \dots & h_l \\ h_1 & - & h_{l+1} & \dots & h_K \\ h_2 & h_{l+1} & - & \dots & - \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_l & h_K & - & \dots & - \end{vmatrix}, \quad (1)$$

где l – промежуточный индекс из диапазона от 1 до K .

Нумерации требований по передаче информационных потоков множества $\{h_k\}$ соответствует порядковый номер ненулевых элементов матрицы H^{HC} , размещенных выше главной диагонали матрицы. Нумерация производится 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 $\{z_k\}$, не определены, равно как и элементы главной диагонали матрицы.

$$H = \{h_k\} = \{h_1, h_2, \dots, h_l, h_{l+1}, \dots, h_K\}. \quad (2)$$

Второй этап. Расчёт пропускной способности направлений и сети связи.

Величины пропускных способностей направлений связи (измеряемые в бит/с), рассчитываются с использованием методики, описанной в [1]. Они представляются в виде множества $\{C_k\}$ и матрицы C^{HC} (формируется аналогично матрице H^{HC}):

$$C^{\text{HC}} = \begin{vmatrix} - & C_{12} & C_{13} & \dots & C_{1N} \\ C_{21} & - & C_{23} & \dots & C_{2N} \\ C_{31} & C_{32} & - & \dots & - \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{N1} & C_{N2} & - & \dots & - \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} - & C_1 & C_2 & \dots & C_l \\ C_1 & - & C_{l+1} & \dots & C_K \\ C_2 & C_{l+1} & - & \dots & - \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_l & C_K & - & \dots & - \end{vmatrix}, \quad (3)$$

$$C = \{C_k\} = \{C_1, C_2, \dots, C_l, C_{l+1}, \dots, C_K\}. \quad (4)$$

где C_K – последнее значение из множества $\{C_k\}$.

Суммарное значение пропускных способностей направлений связи (сумма элементов матрицы (2), находящихся выше главной диагонали) формирует пропускную способность сети связи:

$$C^{\text{CC}} = \sum_{k=1}^K C_k. \quad (5)$$

Третий этап. Определение результатов формирования информационных потоков при функционировании в заданной транспортной сети связи протоколов маршрутизации.

Известно, что в зависимости от характеристик выбранного сетевого оборудования в цифровой сети связи может функционировать один из протоколов маршрутизации (например, RIP, OSPF, IS-IS и тд.) [2]. В результате работы протокола для каждого направления связи рассчитывается оптимальный маршрут передачи информационного потока в зависимости от заданного в конкретном протоколе критерия оптимальности: минимального количества переприёмных участков, минимальной задержки передачи пакетов информации, максимальной пропускной способности маршрута передачи. В зависимости от загруженности линий цифровой сети для каждого направления связи формируется информационный поток со скоростью передачи (h_k^* , .бит/с). Данную величину целесообразно определять в часы наибольшей нагрузки, т.е. когда все корреспондирующие пары узлов одновременно организовывают передачу информационных потоков с требуемой скоростью передачи. Эта величина представляется в виде множества:

$$H^* = \{h_k^*\}, k = \overline{1, K}. \quad (6)$$

Четвертый этап. Расчёт показателей функционирования протоколов маршрутизации в заданной транспортной сети связи.

Выбор показателей обусловлен целевым предназначение транспортной сети связи, а именно своевременной и достоверной передачей (приемом) потоков информации для всех направлений. В качестве основных показателей предлагается использовать коэффициенты выполнения требований по передаче информационных потоков для направлений и сети связи. Они показывают долю информационных потоков (от заданных требований), создаваемую сетевыми устройствами в результате функционирования выбранного протокола маршрутизации. Эти коэффициенты предлагаются рассчитывать по формулам:

для направлений связи:

$$k_{\text{tp}_k}^{\text{HC}} = \frac{h_k^*}{h_k}, \quad k = \overline{1, K}, \quad (7)$$

для сети связи:

$$k_{\text{tp}}^{\text{CC}} = \frac{\sum_k h_k^*}{\sum_k h_k}, \quad k = \overline{1, K}. \quad (8)$$

В качестве дополнительных показателей предложено использовать:

коэффициенты загруженности направлений и сети связи, которые показывают долю пропускной способности направлений и сети связи используя информационные потоки, сформированные сетевыми устройствами в результате функционирования выбранного протокола маршрутизации. Эти коэффициенты предлагается рассчитывать по формулам:

$$k_{\text{зар}_k}^{\text{HC}} = \frac{h_k^*}{C_k}, \quad k = \overline{1, K}, \quad (9)$$

$$k_{\text{зар}}^{\text{CC}} = \frac{\sum_k h_k^*}{C^{\text{CC}}}, \quad k = \overline{1, K}. \quad (10)$$

резервы ресурсов направлений и сети связи по пропускной способности, которые позволяют определить возможность сети связи по увеличению требований по передаче информационных потоков:

$$\Delta C_k = C_k - h_k^* \text{ (бит/с), } k = \overline{1, K}, \quad (11)$$

$$\Delta C = C^{\text{CC}} - \sum_k h_k^* \text{ (бит/с), } k = \overline{1, K}. \quad (12)$$

Для дальнейшего анализа результаты расчёта показателей целесообразно записывать во временные массивы данных.

Пятый этап. Выбор протокола маршрутизации для использования в заданной транспортной сети связи.

Выбор протокола маршрутизации осуществляется по рассчитанным показателям.

В качестве критерия для выбора протокола маршрутизации предлагается использовать максимальное значение коэффициента выполнения требования по передаче информационных потоков для сети связи:

$$k_{\text{tp}_\mu}^{\text{CC}} = \max \left\{ k_{\text{tp}_\mu}^{\text{CC}} \right\}, \quad \mu = \overline{1, M}, \quad (13)$$

где μ – номер рассматриваемого протокола маршрутизации в диапазоне от 1 до M .

В случае, если для нескольких протоколов показатель имеет одинаковое значение, то предпочтение отдается варианту с минимальным значением коэффициента загруженности сети:

$$k_{\text{зар}_\mu}^{\text{CC}} = \min \left\{ k_{\text{зар}_\mu}^{\text{CC}} \right\}, \quad \mu = \overline{1, M}, \quad (14)$$

Это обусловлено тем, что именно при таком значении и при равных коэффициентах выполнения требований по передаче информационных потоков сеть обладает большим резервом ресурсов по пропускной способности, а значит способна передавать информационные потоки в соответствии с дополнительными требованиями по передаче.

Наравне с этим показателем, выбор протокола можно осуществлять по максимальному значению резерва ресурса сети по пропускной способности:

$$\Delta C^* = \max \left\{ \Delta C_\mu \right\}, \quad \mu = \overline{1, M}. \quad (15)$$

Таким образом, разработана методика оценки функционирования протоколов маршрутизации, предложены показатели оценки и определен критерий выбора лучшего протокола маршрутизации.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная методика оценки функционирования протокола маршрутизации реализована в среде *Matlab* и предназначена для повышения степени обоснованности принимаемых решений на использование того или иного протокола маршрутизации. Представленные показатели позволяют расширить возможности должностях лиц органов управления связью по эффективному использованию транспортной пакетной сети связи за счет выбора на ней основного и резервного протокола маршрутизации. Предложенную оценку качества функционирования протокола маршрутизации целесообразно использовать при оценке эффективности существующей цифровой системы связи как на этапе планирования, так и на этапе оперативного управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Писной А.В., Байдаков М.Н. Усовершенствованная методика оценки пропускной способности цифровой сети связи // Наука и военная безопасность, 2022, №4 - С. 10-14.
2. Олифер В., Олифер Н. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: М.: Питер, 2017 г. - 992 с.
3. Писной А.В., Байдаков М.Н. Математическая модель информационных потоков в пакетной транспортной сети связи // Наука и военная безопасность, 2023, №2 - С. 12-15.

REFERENCES

1. Pisnay 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.
2. Olifer V., Olifer N. Computer networks. Principles, technologies, protocols: M.: Peter, 2017 - 992 p.
3. Pisnay A.V., Baidakov M.N. Mathematical model of information flows in a packet transport communication network // Science and military security, 2023, No. 2 - pp. 12-15.

ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ И БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМ БИОМЕТРИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ

А.П. Чернышов, Д.С. Юдаков, А.В. Пономарев¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. В статье представлены основные показатели оценки эффективности систем распознавания абонентов по голосу с учетом высоких требований по обеспечению надежности и безопасности сетей связи специального назначения. Рассмотренные показатели позволяют в полной мере оценить качество работы системы распознавания, а также произвести сравнение с существующими системами.

Ключевые слова: оценка эффективности, безопасность связи, несанкционированный доступ, распознавание абонента по голосу.

EFFECTIVENESS AND SAFETY INDICATORS OF BIOMETRIC VOICE RECOGNITION SYSTEMS

A. P. Chernyshov, D.S. Yudakov, A.V. Ponomarev¹

¹MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The article presents the main indicators for evaluating the effectiveness of voice recognition systems for subscribers, taking into account the high requirements for ensuring the reliability and security of special-purpose communication networks. The considered indicators allow us to fully assess the quality of the recognition system, as well as to make a comparison with existing systems.

Keywords: efficiency assessment, communication security, unauthorized access, voice recognition of the subscriber.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из важнейших вопросов развития сетей связи в Российской Федерации является обеспечение их информационной безопасности. Основным законодательным документом в данной области является Федеральный закон "О связи", который определяет ответственность операторов связи за обеспечение защиты от несанкционированного доступа (НСД) при эксплуатации сетей и сооружений связи [1].

Под несанкционированным доступом, согласно ГОСТ Р 52448-2005 [2], понимаются определенные критерии безопасности, в частности, нарушения конфиденциальности, целостности и доступности информации и услуг.

В целях защиты от несанкционированного доступа к сетям связи и передаваемой посредством них информации, операторы связи предпринимают организационные и технические меры, направленные на предотвращение доступа к линиям связи, средствам связи и передаваемой по сетям связи информации.

В сетях связи специального назначения защита от НСД является частью такой характеристики, как «безопасность связи», которая является одним из требований к связи. Поэтому вопросы ее обеспечения и защиты сетей от НСД особенно актуальны.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Проводя анализ обеспечения безопасности радиосетей специального назначения, можно выделить следующие угрозы безопасности:

- осуществление НСД к терминалу радиосети в целях искажения, хищения или воздействия на информацию, а также для ввода ложной информации;
- сложность выявления факта осуществления НСД к радиосети;
- сложность обеспечения полноценного контроля за безопасностью связи в связи с большими объемами передаваемой информации.

Для обеспечения защиты от НСД к терминалу радиосвязи в работах [3,4] был предложен метод повышения безопасности терминала радиосвязи. Этот метод заключается в прохождении процедуры аутентификации абонента терминала в процессе передачи информации. Для радиосетей наиболее удобным подходом является применение систем распознавания абонента по голосу, так как такое решение является простым в реализации и обладает низкой себестоимостью.

В качестве ожидаемого эффекта от применения такой процедуры является снижение вероятности реализации угрозы несанкционированного доступа и повышение времени готовности нарушителя к перехвату информации.

Разработка метода повышения безопасности терминала радиосвязи требует проведения оценки его эффективности, которая будет включать несколько показателей:

- оценки эффективности систем распознавания;
- оценки защищенности информации от угроз нарушения ее безопасности;
- оценки вычислительной сложности системы распознавания.

3. ПОКАЗАТЕЛИ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ РАСПОЗНАВАНИЯ

Показатели оценки эффективности систем распознавания представляют собой качественные показатели, которые оценивают вероятности ошибок системы распознавания.

Первым показателем является равновероятная ошибка (PBO), измеряемая в процентном соотношении. Этот показатель является компромиссом между вероятностью ложной тревоги (false rejection rate (FRR)) и вероятностью пропуска цели (false acceptance rate (FAR)).

Для показателя PBO пороговое значение выбрано в точке, в которой вероятность FAR и FRR одинаково и равно единице. Достоинством PBO является его простота, а недостатком – невысокая точность.

Следующим показателем является общая частота ошибок (TER), и представляет собой сумму вероятностей FAR и FRR. На практике чаще применяется половина общей частоты ошибок (HTER) [5]:

$$HTER = \frac{FRR + FAR}{2} \quad (1)$$

В данном показателе эффективность системы распознавания определяется малой изменчивостью показателя TER (или HTER). Однако, недостатком данного показателя является его зависимость от нелинейного изменения вероятностей FAR и FRR. Это может привести к тому, что в определенных условиях, небольшое изменение одной из вероятностей может привести к значительному увеличению другой, и наоборот. В результате, данный показатель может быть не очень эффективным, поэтому его использование ограничено.

Кривая компромиссного определения ошибки (KOO) или рабочая характеристика системы идентификации (DET detection error tradeoff) является распространенным показателем эффективности [6]. КОО оценивает качество системы распознавания при всех возможных точках принятия решения (соответствующих пороговых значениях) и

представляет собой логарифмическую шкалу. Измерения производятся на основе оценки схожести подлинного лица и злоумышленника.

Для систем верификации абонента по голосу, либо для других систем с повышенными требованиями к обеспечению безопасности, например, сетей связи специального назначения, наиболее подходящим показателем является функция стоимости (DCF, Detection Cost Function) [7].

В данном показателе, вероятностям ошибки FAR и FRR присваивается «веса» C_{FR}, C_{FA} , в зависимости от степени угрозы для системы верификации, а также определяются вероятности появления подлинного лица P_{tar} и злоумышленника $P_{non} = 1 - P_{tar}$. Итоговое выражение для определения DCF:

$$DCF = C_{FR}P_{tar}R_{FR} + C_{FA}P_{non}R_{FA} \quad (2)$$

Весовые коэффициенты и вероятность P_{tar} выбирают, исходя из соотношений:

$$\frac{C_{FR}}{C_{FA}} > 1; \frac{P_{tar}}{P_{non}} > 1 \quad (3)$$

Выбранные на международном конкурсе систем автоматической идентификации [8] весовые коэффициенты, также подходят для использования в сетях связи специального назначения:

$$C_{FA} = 1, C_{FR} = 1, P_{tar} = 0.001 \quad (4)$$

На рисунке 1 представлен пример рабочей характеристики системы распознавания абонентов. Точкими отмечены показатели PBO, DCF. Сама рабочая характеристика представлена красным цветом [9].

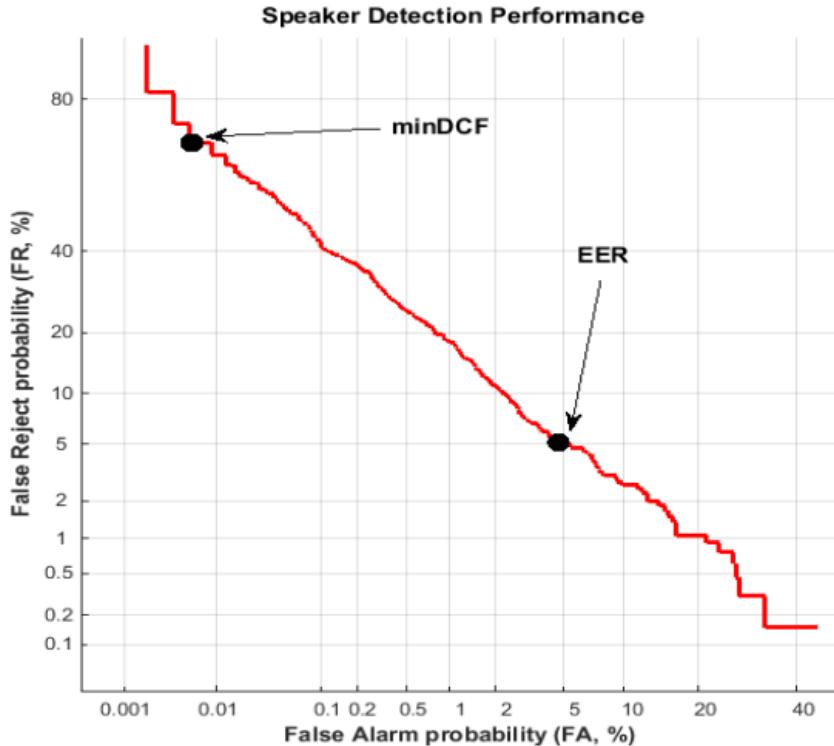


Рис. 1. Пример рабочей характеристики системы распознавания абонентов

В работе [9] проведен анализ уязвимостей системы распознавания, а также типичные атаки на подобные системы. В работе сделан вывод о том, что наиболее уязвимым этапом распознавания абонента является процедура получения фрагмента речи абонента. Наиболее эффективным в данном случае будет так называемый

«спуфинг» (подмена абонента при помощи, полученного ранее образца речи, либо при помощи средств синтезирования голоса).

Для решения задачи верификации на основе системы распознавания абонента, основными показателями аутентификации являются рассмотренные выше ВЛТ, ВПЦ, вероятность ложного недопуска (ВЛНД) (отказ сбора данных), и вероятность ложного допуска (ВЛД).

4. ПОКАЗАТЕЛИ ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ ОТ УГРОЗ НАРУШЕНИЯ ЕЕ БЕЗОПАСНОСТИ

При оценке защищенности от НСД терминалов радиосвязи не выделяют общепринятых показателей, однако, для этой цели можно использовать показатели оценки возможности реализации угрозы безопасности информации, реализуемой по методике, предложенной в [10].

Показатель защищенности терминала радиосети, основанный на учете возможности реализации угрозы безопасности информации, оценивается по формуле:

$$\eta_{dif}(t) = P_u^0(t) - P_u^{3II}(t) \quad (5)$$

где $P_u^0(t)$, $P_u^{3II}(t)$ – вероятности реализации угрозы за время t при отсутствии и в условиях применения мер защиты соответственно.

Для сетей связи специального назначения подразумевается отсутствие мер защиты, поэтому вероятность $P_u^0(t)$ и близка к единице. В этом случае, защищенность терминала будет определяться вероятностью, что угроза не будет реализована за время t в соответствии с соотношением:

$$\eta_{dif}(t) = 1 - P_u^{3II}(t) \quad (6)$$

5. ОЦЕНКА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ

Важным вопросом при разработке систем распознавания, особенно для сетей связи специального назначения, является возможность их практической реализации. Одним из основных показателей возможности реализации системы является расчет требуемого количества элементарных операций, а также расчет памяти для работы алгоритма.

При проведении расчета сначала определяется требуемое число арифметических операций, затем количество приведенных операций. В качестве приведенных выступает вычисление тригонометрических и других функций и для определения их числа учитываются коэффициенты приведения.

Также при реализации необходимо учесть информационно-логический характер обработки информации, в связи с необходимостью выборки из массива данных, хранящихся в ПЗУ. При расчете вычислительной сложности, коэффициент приведения для неарифметических операций составляет $K_{на} = 4$.

Число машинных операций также зависит и от способа программирования. При программировании на языках высокого уровня программа получается длиннее оптимальной. Увеличение числа операций из-за неоптимальности длины программы учитывается коэффициентом $K_{пр} = 2$.

В конечном итоге, данный показатель отражает общее количество элементарных операций, которое затем можно преобразовать во время выполнения программы с учетом имеющихся в наличии аппаратных ресурсов и варианта реализации.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье рассмотрены основные показатели оценки эффективности систем распознавания абонентов по голосу с учетом высоких требований по обеспечению надежности и безопасности сетей связи специального назначения. Рассмотренные показатели позволяют в полной мере оценить качество работы системы распознавания, а также произвести сравнение с существующими системами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федеральный закон Российской Федерации «О связи» от 07.07.2003 №126-ФЗ.
2. ГОСТ Р 524.48-2005. Защита информации. Обеспечение безопасности сетей электросвязи. Общие положения. М.: «Стандартинформ», 2006, 15с.
3. Юдаков Д.С., Чернышов А.П., Харченко В.В., Митрофанова С.В. Моделирование звукового сигнала абонента для систем распознавания речи и оценка его помехоустойчивости // Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2022, №23. – С. 16–34.
4. Алшавва С., Чернышов А.П., Юдаков Д.С. Модифицированный алгоритм минимизации шума в системах идентификации по голосу на основе алгоритма наименьших средних квадратов. // Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2023, № 26. – С. 78-90.
5. Toh, K.A., Kim, J., Lee, S.: Biometric scores fusion based on total error rate minimization. Pattern Recognition 41(3), 1066 – 1082 (2008). DOI DOI: 10.1016/j.patcog.2007.07.020. Part Special issue: Feature Generation and Machine Learning for Robust Multimodal Biometrics.
6. Martin, A., Doddington, G., Kamm, T., Ordowski, M., Przybocki, M.: The DET Curve in Assessment of Detection Task Performance. In: Eurospeech 1997, pp. 1–8.
7. Martin, A., Przybocki, M.: The NIST 1999 Speaker Recognition Evaluation – An Overview. Digital Signal Processing 10, 1–18 (2000).
8. «NIST 2020 CTS Speaker Recognition Challenge Evaluation Plan», NIST, Aug 2020.
9. Щемелинин, В. Л. Методика и комплекс средств оценки эффективности аутентификации голосовыми биометрическими системами: специальность 05.13.19 «Методы и системы защиты информации, информационная безопасность»: автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Щемелинин Вадим Леонидович. – Санкт-Петербург, 2015. – 22 с.
10. Авсентьев О. С., Анисимов С. Л., Вальде А. Г. Показатели оценки защищенности информации от угроз нарушения ее безопасности в процессе создания объекта информатизации// Вестник ВИ МВД России, 2021, №4. – С. 24-33.

REFERENCES

1. Federal Law of the Russian Federation "On Communications" dated 07.07.2003 No. 126-FZ.
2. GOST R 524.48-2005. Information protection. Ensuring the security of telecommunication networks. General provisions. М.: «Standartinform», 2006, 15с.
3. Yudakov D.S., Chernyshov A.P., Kharchenko V.V., Mitrofanova S.V. Modeling of a subscriber's audio signal for speech recognition systems and evaluation of its noise immunity // Aerospace forces. Theory and Practice, 2022, No.23. – pp. 16-34.
4. Alshawa S., Chernyshov A.P., Yudakov D.S. A modified algorithm for noise minimization in voice identification systems based on the least mean squares algorithm. // Aerospace Forces. Theory and Practice, 2023, No. 26. – pp. 78-90.

5. Toh, K.A., Kim, J., Lee, S.: Biometric scores fusion based on total error rate minimization. *Pattern Recognition* 41(3), 1066 – 1082 (2008). DOI DOI: 10.1016/j.patcog.2007.07.020. Part Special issue: Feature Generation and Machine Learning for Robust Multimodal Biometrics.
6. Martin, A., Doddington, G., Kamm, T., Ordowski, M., Przybocki, M.: The DET Curve in Assessment of Detection Task Performance. In: *Eurospeech 1997*, pp. 1–8.
7. Martin, A., Przybocki, M.: The NIST 1999 Speaker Recognition Evaluation – An Overview. *Digital Signal Processing* 10, 1–18 (2000).
8. «NIST 2020 CTS Speaker Recognition Challenge Evaluation Plan», NIST, Aug 2020.
9. Shchemelinin, V. L. Methodology and complex of means for evaluating the effectiveness of authentication by voice biometric systems: specialty 05.13.19 "Methods and systems of information protection, information security": abstract of the dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences / Shchemelinin Vadim Leonidovich. – St. Petersburg, 2015. – 22 p.
10. Avsentiev O. S., Anisimov S. L., Valde A. G. Indicators for assessing the security of information from threats to its security in the process of creating an informatization object// *Bulletin of the Ministry of Internal Affairs of Russia*, 2021, No.4. – pp. 24-33.

ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ И КАЧЕСТВА СВЯЗИ

А. А. Пирогов¹, М. А. Ромашенко¹, А. А. Калинин¹, Д. С. Мацокин¹, А. Г. Халдобин¹

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

Аннотация. В тезисе описывается решение задачи увеличения дальности радиосвязи в диапазоне VHF (130-174 МГц) и UHF (400-520 МГц) в условиях неоднородного рельефа местности или сложной электромагнитной обстановки. Предложено применение ретранслятора для решения проблем повышения надежности и обеспечения качества связи. Представлена структурная схема многоканального двухдиапазонного ретранслятора. Результат достигается разработкой оптимальной конструкции многоканального ретранслятора, антенно-фидерных устройств, а также возможностью эксплуатации на беспилотном летательном аппарате и других подвижных платформах.

Ключевые слова: радиосвязь; ретранслятор; VHF; UHF; надежность связи; дальность связи.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

А. А. Pirogov¹, М. А. Romashchenko¹, А. А. Kalinin¹, D. S. Matsokin¹, A. G. Haldobin¹

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

Abstract. The thesis describes the solution to the problem of increasing the range of radio communication in the VHF (130-174 MHz) and UHF (400-520 MHz) range in conditions of heterogeneous terrain or complex electromagnetic environment. The use of a repeater is proposed to solve the problems of increasing reliability and ensuring the quality of communication. A block diagram of a multichannel dual-band repeater is presented. The result is achieved by developing an optimal design of a multi-channel repeater, antenna-feeder devices, as well as the possibility of operation on an unmanned aerial vehicle and other mobile platforms.

Keywords: radio communication; repeater; VHF; UHF; communication reliability; communication range.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире, имеющем высокий темп развития, особенно в сфере обеспечения оперативной беспроводной связи, становится актуальной проблема увеличения дальности связи для носимых радиостанций. Данная задача также актуальна и для средств связи в диапазонах 130-174 МГц и 400-520 МГц при работе в неблагоприятных для этого условиях. Например, типовым сценарием может являться проведения ответственных работ, требующих согласованных действий, на удаленных, от сотовой связи, участках степной, горной или лесной местности, в отраслях природопользования, государственных силовых структурах и спец. службах, охранных предприятиях, геологической разведке и активном отдыхе [1]. Стоит так же учитывать подверженную постоянному изменению геополитическую обстановку, требующую максимальной локализации производства и применения отечественной элементной базы. Одним из возможных решений описанной проблемы является использование мобильного модуля ретрансляции сигнала. Подобное устройство может выполняться как в варианте пригодном как для ношения, так и эксплуатации на транспортных средствах. Одним из

перспективных вариантов использования является интеграция ретрансляционного модуля на беспилотном летательном аппарате (БПЛА), что схематически представлено на рисунке 1. При этом необходимо учитывать специфические требования подобного размещения и использовать решения направленные на повышение удобства эксплуатации и эффективности работы, таких как селективная антенна, многоканальный режим работы [2].



Рис. 1. Подход к увеличению дальности радиосвязи с использованием БПЛА

Одним из технических ограничений диапазонов UHF и VHF является их ограниченное применение на дальностях прямой видимости, что в условиях сложного рельефа зачастую не позволяет проводить полноценные сеансы радиосвязи. Так в [3] приводится одна из эмпирических формул расчета дальности устойчивой радиосвязи (1)

$$D = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (1)$$

где, h_1 и h_2 - высоты приемной и передающей антенны соответственно

Все вышеописанное и послужило основанием для исследования и разработки многоканального ретрансляционного модуля с селективной антенной, позволяющей изменять диаграмму направленности в зависимости от числа и местоположения абонентов.

2. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП РАБОТЫ РЕТРАНСЛЯТОРА

Устройство ретранслятора можно разделить на радиоприемник, блок обработки сигнала и радиопередатчик. Радиоприемник принимает радиосигнал и передает его в блок обработки сигнала, сигнал фильтруется, усиливается и передается в радиопередатчик, где происходит его передача. Одним из основных блоков ретранслятора является радиопередатчик — это устройство для формирования радиочастотного сигнала, подлежащего излучению [4]. Типовая структурная схема современного радиопередатчика приведена на рисунке 2.

Основными техническими характеристиками радиопередатчиков являются [5]:

- диапазон рабочих частот;
- виды радиосигналов;
- выходная мощность радиопередатчика;
- стабильность частоты излучаемых радиосигналов;
- нелинейные искажения;
- уровень неосновных излучений;
- время перестройки радиопередатчика с одной частоты на другую;
- общий (промышленный) КПД.



Рис. 2. Типовая структурная схема современного радиопередатчика

Радиопередатчик состоит из:

- возбудитель;
- усилитель мощности;
- согласующее устройство;
- обеспечивающие системы;

Обеспечивающими системами могут являться:

- управления, блокировок и сигнализации;
- автоматической настройки;
- охлаждения;
- электропитания.

С учетом необходимости производить ретрансляцию сигнала в двух радиодиапазонах, в разрабатываемое изделие необходимо заложить соответствующую техническую возможность. Структурная схема многоканального двухдиапазонного ретранслятора представлена на рис. 3. Данный ретранслятор предназначен для работы в диапазонах: сверхвысоких частот (UHF) и очень высоких частот (VHF). На данном рисунке блоки 1 и 2 – радиостанции UHF, блок 3 – дуплексный фильтр UHF, блок 4 – антенна диапазона 450Гц, блоки 5 и 6 – радиостанции VHF, блок 7 – дуплексный фильтр VHF, блок 8 – антенна диапазона 160МГц, блок 9 – блок питания.

Подобная конструкция приемопередатчика позволяет производить сеансы связи в дуплексном режиме по двум, заранее выбранным каналам частот в VHF и UHF диапазонах [6].

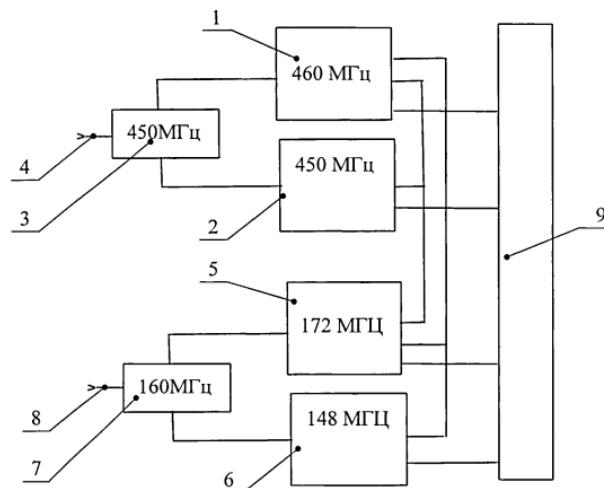


Рис. 3. Структурная схема многоканального двухдиапазонного ретранслятора

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целью выполнения проекта является разработка многоканального ретрансляционного модуля с селективной антенной, позволяющей изменять диаграмму направленности в зависимости от числа и местоположения абонентов. Основными научно-техническими проблемами, на решение которых направлено выполнение проекта, являются:

- увеличение зоны стабильного покрытия радиосвязью и улучшение ее качества на территориях со сложным рельефом местности, при отсутствии альтернативных методов связи;
- обеспечение радиосвязью зон со сложной электромагнитной обстановкой;
- использование отечественной элементной базы и технологических возможностей предприятий, для максимальной локализации производства с целью обеспечения возможности стабильных закупок.

Практическое использование подобного ретранслятора в народном хозяйстве позволяет выполнять работу требующую согласованных действий на удаленных от сотовой связи участках степной, горной или лесной местности. Данный способ организации радиосвязи минимизирует временные и материальные затраты при обеспечении связи в отраслях природопользования, государственных силовых структурах и спец. службах, охранных предприятиях, геологической разведке и активном отдыхе.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Федерального государственного бюджетного учреждения «Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере» в рамках конкурса УМНИК-23 (Электроника II) / 11.1 РЭА для телекоммуникационного оборудования (договор №14ГУЭС18/91356 от 26.12.2023).

ЛИТЕРАТУРА

1. Калач, Г. П., Моисеев А. П., Шумилов А. Н. Организация связи в тактическом и оперативно-тактическом звене управления : учебное пособие / Г. П. Калач, А. П. Моисеев, А. Н. Шумилов. — Москва : РТУ МИРЭА, 2022 — Часть 1 — 2022. — 97 с.
2. Мосунов Д.Г., Применение в комплексах связи БЛА для расширения зоны покрытия радиоабонентов /Журнал Вектор развития. - 2022 г. - №11. - С.84-91
3. Зырянов Ю. Т., Федюнин П. А., Белоусов О. А. Радиопередающие устройства в системах радиосвязи : учебное пособие для вузов Зырянов Ю. Т., Федюнин П. А., Белоусов О. А. — 6-е изд., стер. — Санкт-Петербург : 2023. — 10-11с.
4. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения. – официальное издание Телекоммуникации. Аудио- и видеотехника. Термины и определения. Часть 2: Сб. ГОСТов. - М.: Стандартинформ, 2005 год
5. Ю. В. Кондрашов, В. И. Калинин, Д. Ю. Риконен, А. Г. Чернышов Системы подвижной связи специального назначения : учебное пособие / Ю. В. Кондрашов, В. И. Калинин, Д. Ю. Риконен, А. Г. Чернышов — Санкт-Петербург : СПбГУТ им. М.А. Бонч-Бруевича, 2021 —2022. — 133 с.
6. Андрушук В.О., Бабкин А.Н., Степанов Г.В // Кросс-ретранслятор для организации взаимодействия радиосетей одночастотного и двухчастотного симплекса, работающих в двух различных диапазонах частот, и радиосети циркулярной связи RU пат. 2551352; заяв. 11.12.2013, опубл. 20.05.2015.

REFERENCES

1. Kalach, G. P., Moiseev A. P., Shumilov A. N. Organization of communication in the tactical and operational-tactical management link : a textbook / G. P. Kalach, A. P. Moiseev, A. N. Shumilov. — Moscow : RTU MIREA, 2022 — Part 1 — 2022. — 97 p.
2. Mosunov D.G., The use of UAVs in communication complexes to expand the coverage area of radio components /Journal Vector of Development. - 2022 - No.11. - pp.84-91
3. Zyryanov Yu. T., Fedyunin P. A., Belousov O. A. Radio transmitting devices in radio communication systems : a textbook for universities Zyryanov Yu. T., Fedyunin P. A., Belousov O. A. — 6th ed., ster. — St. Petersburg : Lan, 2023. — 10-11p.
4. GOST 24375-80. Radio communication. Terms and definitions. – the official publication of Telecommunications. Audio and video equipment. Terms and definitions. Part 2: GOST Collection. - M.: Standartinform, 2005
5. Yu. V. Kondrashov, V. I. Kalinin, D. Yu. Rikonen, A. G. Chernyshov// Special purpose mobile communication systems (Special purpose mobile communication systems : textbook / — St. Petersburg : St. Petersburg State University named after M.A. Bonch-Bruevich, 2021. — ISBN 978-5-89160-224-3. — Text : electronic // Lan : electronic library system. — URL: <https://e.lanbook.com/book/279587> (date of application: 01/31/2024). — Access mode: for authorization. users. — p. 1.).
6. Andrushchuk V.O., Babkin A.N., Stepanov G.V. Cross-repeater for the organization of interaction of radio networks of single-frequency and two-frequency simplex operating in two different frequency ranges, and radio networks of circular communication RU pat. 2551352; application. 11.12.2013, publ. 05/20/2015.

ПРОБЛЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ СВЯЗИ БПЛА

С. Д. Гончаренко¹, А. В. Останков¹

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

Аннотация. В связи с непрекращающимся интересом к теме производства беспилотных летательных аппаратов для коммерческой сферы и военного применения увеличился спрос на разработку систем обеспечения связи с летательным аппаратом, предназначенных для навигации, управления, передачи данных (телеметрии) и видеопотока. Наряду с этим стали еще более актуальными проблемы, заключающиеся в зашумленности каналов связи естественными и искусственными помехами, в сложности реализации оборудования для передачи телеметрии, управляющих команд и видеопотока одним модулем. Последнее связано с ограничением габаритов модулей и потребляемой мощности, что актуально для всех летательных аппаратов массой до 100 кг. В докладе выполнен обзор наиболее актуальных проблем обеспечения связи беспилотного летательного аппарата для дальнейшей их детализации и поиска методов решения.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат; радиосвязь; навигация; радиоуправление; телеметрия.

PROBLEMS OF ENSURING UAV COMMUNICATIONS

S. D. Goncharenko¹, A. V. Ostankov¹

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

Abstract. Due to the ongoing interest in the production of unmanned aerial vehicles for commercial and military applications, there has been an increased demand for the development of aircraft communication systems for navigation, control, data transmission (telemetry) and video streaming. Along with this, the problems that communication channels are noisy due to natural and artificial interference and the complexity of implementing equipment for transmitting telemetry, control commands and video streams in one module have become even more pressing. The latter is due to the limitation of module dimensions and power consumption, which is relevant for all aircraft weighing up to 100 kg. The report provides an overview of the most pressing problems of ensuring communication of an unmanned aerial vehicle for further detailing and searching for solutions.

Keywords: unmanned aerial vehicle; radio communication; navigation; radio control; telemetry.

1. ВВЕДЕНИЕ

При разработке системы с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) для военной или гражданской сферы применения наряду с прочими проблемами возникают проблемы обеспечения связи между БПЛА и наземной станцией управления, БПЛА и околоземными навигационными аппаратами (спутниками), либо БПЛА и БПЛА. К таким проблемам можно отнести высокий уровень шума в каналах связи, переотражение электромагнитных волн, наличие препятствий между объектами связи, искусственные помехи и т.д. Заметим, что каналы связи доступные для гражданского применения имеют большие ограничения, чем каналы, предназначенные для использования при разработке систем связи БПЛА в военной сфере. Для полноценной разработки комплексов БПЛА необходимо решить или снизить степень напряженности

указанных проблем, но прежде чем приступить к поиску их решения, необходимо провести обзор, структуризацию и анализ ранее выявленных проблем.

Данный доклад является обзорной частью работы по решению проблем обеспечения связи БПЛА, поэтому включает в себя следующие этапы: выявление проблемы, структуризация выявленных проблем, анализ и определение направлений решения выявленных проблем.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОБЛЕМ В РАЗРАБОТКЕ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ БПЛА

При разработке любого БПЛА одной из задач является разработка системы навигации аппарата, за исключением узкого направления – дронов, предназначенных для пилотирования напрямую оператором без необходимости определения координат аппарата над поверхностью Земли и дополнительных навигационных данных таких как: высота, направление курса, скорость и т.д. Система навигации должна быть способна с достаточной относительной точностью определять положение летательного аппарата на/над поверхностью земли, т.е. устанавливать его координаты, высоту, скорость перемещения, курс [1]. Так как данная система может выступать основной для определения вышеперечисленных данных, к ней предъявляются требования по точности определяемых параметров, скорости выдачи навигационных решений, устойчивости канала, по которому осуществляется связь между летательным аппаратом и околоземными навигационными спутниками. Так, например, при разработке БПЛА, предназначенного для транспортировки малогабаритных грузов (до 5 кг) на расстояние до 20 км с условием посадки на заранее выделенную площадку размером 3 на 3 м необходимо чтобы летательный аппарат с габаритами 1,5 на 1,5 м обладал точностью навигации до (15 - 20) см. Это касается и определения позиции по поперечной и продольной оси плоскости аппарата (по осям X и Y), а также высоты аппарата (расстояния по оси Z), если в качестве высотомера также выступает глобальная навигационная спутниковая система (ГНСС, рисунок 1) [2].



Рис. 1. Принцип работы ГНСС с наземным приемным устройством

Однако при использовании классического модуля приемника ГНСС с одной антенной (типа патч-антенной) с встроенным блоком обработки данных точность навигации остается в пределах до 30 см по осям X и Y и вдвое худшей по оси Z, что не позволяет напрямую использовать данный модуль в качестве основного источника навигационных решений. Следовательно, требуется либо доработка модуля (о чем будет доложено в статье по уже испытанным решениям проблем навигации летательных аппаратов), либо применение дополнительного модуля. В частности, возможно, например, применение лидаров/радаров для определения высоты летательного аппарата, при котором достигается точность около (2 - 5) см, что позволяет его использовать в качестве основного модуля, однако, при этом остается открытой проблема с точностью навигации. Заметим, что гражданские модули ГНСС работают в следующих диапазонах: GPS L1/L2, GLONASS G1/G2/G3, Galileo E1/E5b, BeiDou B1/B2 [3-4], которые доступны для общего пользования и могут оказаться подверженными воздействию искусственных помех, что также необходимо учитывать при разработке подобной системы. Одной из особенностей работы ГНСС для выдачи навигационных решений является использование минимального количества спутников, от которых приемник ГНСС должен получать сигнал на протяжении определенного промежутка времени. Поэтому возникает проблема, которую при использовании данной системы необходимо иметь в виду, а именно, проблема наличия зон, непокрытых ГНСС, либо покрытых частично, из-за чего навигация при помощи околоземных навигационных спутников оказывается невозможной. Кроме того, при посадке в определенной зоне летательного аппарата модуль приема ГНСС сигнала может оказаться перекрытым сооружениями, деревьями и другими препятствиями, из-за чего после перезагрузки системы или длительного нахождения в данной зоне навигация может стать невозможной в автономном режиме из-за отсутствия сигнала со стороны перекрытой части полусфера антенны (например, для приемников с антенной типа патч) [5].

3. ПРОБЛЕМЫ ПРИ РАЗРАБОТКЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БПЛА ПО РАДИОКАНАЛУ

При проектировании БПЛА следует иметь в виду их деление на два типа. К первому типу относятся БПЛА с дальностью полета до 10 км, без необходимости полета в автоматическом режиме. При этом внешний пилот при помощи пульта дистанционного управления осуществляет пилотирование летательного аппарата либо визуально, либо при помощи специального оборудования (очков), на которое приходит видеопоток с камеры, установленной на борту аппарата. В данном случае управление при помощи пульта дистанционного управления является критически важным фактором, так как управление в автоматическом режиме автопилотом не предусматривается, поэтому отсутствуют дополнительные системы навигации, определения местоположения летательного аппарата и пр. При потере связи с пультом дистанционного управления летательный аппарат более не получает сигналы управления, затем либо включается один из режимов самоспасения (если он предусмотрен), либо аппарат теряет высоту без команды на увеличение тяги и сталкивается с Землей [6-7].

Для любого БПЛА дальность полета которого не превышает 10 км (в исключительных случаях и более) требуется реализация управления аппаратом при помощи пульта дистанционного управления, сигналы с которого по радиоканалу принимаются приемным устройством на борту, после чего передаются на автопилот. В данном случае пульт дистанционного управления можно рассматривать как резервный канал управления, так как для БПЛА такого типа в основном управление аппаратом возлагается на автопилот, действующий совместно со всеми необходимыми инерциальными навигационными системами, глобальными навигационными системами

и т.д. Например, при осуществлении полета по заранее загруженному в автопилот маршруту управление при помощи пульта дистанционного управления будет осуществляться только при возникновении нештатной ситуации, например, выходе из строя одной из инерциальной навигационной системы, либо отказе ГНСС. В этом случае внешний пилот берет управление на себя и осуществляет либо завершение маршрута, либо возврат на точку взлета, либо аварийную посадку [8-9].

И в том и в другом случаях возможность управления летательным аппаратом при помощи пульта дистанционного управления ограничивается как дальностью связи, обусловленной аппаратными особенностями пульта и приемника на борту аппарата (мощностью излучаемого сигнала передатчика, чувствительностью приемника и т.д.), так и зашумленностью канала связи [10]. Кроме того, следует учитывать и возможное наличие естественных и искусственных преград между пилотом и аппаратом. При этом подавляющее большинство аппаратуры обладает встроенной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и анализом занятости каналов рабочей полосы частот, однако, это не решает проблему влияния искусственных помех. Так как рабочие частоты каждой аппаратуры известны и имеются в общем доступе, установка помехи злоумышленниками в 90 % случаев приведет к непригодности рабочего диапазона для осуществления пилотирования летательным аппаратом [11]. Например, распространенная аппаратура для ручного управления БПЛА Futaba T14 SG (рисунок 2), работающая в коротковолновой части УВЧ диапазона, обладает псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и анализом занятости канала, однако, может быть заглушена как при помощи постановки помехи в рабочий диапазон, так и может оказаться неработоспособной из-за особенностей рельефа местности.



Рис. 2. Внешний вид аппаратуры Futaba T14SG

4. ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ВИДЕОПОТОКА И ДАННЫХ ТЕЛЕМЕТРИИ

При проектировании БПЛА, пригодного для полноценного использования, возникает абсолютная необходимость построения системы передачи данных телеметрии (уровня заряда аккумуляторной батареи, положения летательного аппарата в пространстве, координат, текущего маршрута и т.д.) и видеопотока (при необходимости) с летательного аппарата на наземную станцию управления. Однако наряду с этим в некоторых случаях появляется необходимость иметь систему для передачи видеопотока с камер на аппарате. При этом остаются актуальными ограничения по габаритам модулей применяемых как для передачи телеметрии, так и видео, а также по потребляемой мощности, так как данные параметры будут напрямую влиять на время

полета аппарата [12]. Также при построении подобной системы передачи данных с использованием радиоканала возникает ограничение по прямой видимости между приемопередающим модулем на летательном аппарате и наземной станцией. Следовательно, просто напрямую организовать связь между летательным аппаратом и наземной станцией управления «за холмом» не получится. При этом если учитывать маршрут движения летательного аппарата в условиях городской среды, то любая заявленная ранее дальность связи уменьшается на порядок, следовательно, необходимо рассматривать развертывание наземных станций иначе, чем на «открытой» местности, что будет накладывать ограничения по их мобильности и возможности использования не в каждом районе. Наряду со всем вышеуказанным, стоит принять во внимание, что любой из комплексов обеспечения подобной связи для гражданских целей использует частоты, находящиеся в открытом доступе, также как и методы кодирования и шифрования, что делает использование таких каналов недостаточно защищенным [13]. Пример такого модуля RFD 900 – радиомодема дальнего действия – показан на рисунке 3, а его технические характеристики приведены на рисунке 4. При этом на данный модуль также накладываются ограничения по дальности связи из-за условий местности, зашумленности канала и т.д.



Рис. 3. Внешний вид модуля RFD900

- Диапазон частот: 902 - 928 МГц (США) / 915 - 928 МГц (Австралия)
- Выходная Мощность: 1 Вт (+ 30 дБм), управляемая с шагом 1 дБ (типично +/- 1 дБ при = 20 дБм)
- Скорость передачи данных по воздуху: 4, 8, 16, 19, 24, 32, 48, 64, 96, 128, 192 и 250, 500 кбит/с (по выбору пользователя, 64К по умолчанию)
- Скорость передачи данных UART: 9600, 19200, 38400, 57600, 115200, 400 кОм, 921 кБод (по выбору пользователя, по умолчанию 57600)
- Выходная Мощность: 1 Вт (+ 30 дБм)
- Чувствительность приема: >121 дБм при низких скоростях передачи данных, высоких скоростях передачи данных (ТВА)
- Размер: 30 мм (широкий) x 57 мм (длинный) x 12,8 мм (толстый)-включая экран RF, радиатор и extremes разъема

Рис. 4. Технические характеристики модуля RFD900

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение следует отметить, что наряду с вышеописанными проблемами присутствует и множество других не представленных в докладе, в связи с тем, что та или иная проблема может возникать в строго определенных условиях эксплуатации и разработки БПЛА. Также следует отметить, что после изучения выявленных проблем необходимо приступить к поиску решения сформулированных задач и рассматривать их совместно, так как разработка системы передачи данных любого вида будет затрагивать и передачу данных «смежного» типа. Например, при передаче видеоизображения при помощи стандарта LTE и передачу телеметрии целесообразно осуществлять также, однако, при этом необходимо рассматривать и метод и протокол подключения автопилота к модулю LTE связи. В обзоре отсутствует оценка современного состояния антенных систем, предназначенных для обеспечения связи

БПЛА, которая станет темой отдельного исследования. Вполне возможно, что перспективные варианты антенных систем уже сейчас проходят апробацию (см., например, [14-15]).

ЛИТЕРАТУРА

1. Поваляев А.А. Определение ориентации объектов по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем. Определение ориентации по одномоментным измерениям. М.: МАИ (НИУ), 2015. – 220 с.
2. Пупатенко В.В. Моделирование динамических и статических характеристик высокочастотных рядов ГНСС-координат в сейсмологии: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук, 2018. – 169 с.
3. Куприянов А.О. Глобальные навигационные спутниковые системы. М.: МИИГАиК, 2017. – 76 с.
4. Пустошилов А.С. Повышение точности обработки данных ГНСС с использованием полиномиальных и адаптивных методов: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук, 2021. – 147 с.
5. Елагина К.Н., Чиянов Д.К. Анализ основных принципов работы глобальных навигационных спутниковых систем и навигации на основе сотовой подвижной связи и Wi-Fi // Экономика и качество систем связи, 2023, № 1(27). – С. 41-48.
6. Юдина Н.В., Гиенко Е.Г. Анализ применения дифференциальных методов ГНСС при строительстве автомобильных дорог // Регулирование земельно-имущественных отношений в России: правовое и геопространственное обеспечение, оценка недвижимости, экология, технологические решения, 2023, № 2. – С. 281-287.
7. Karshakov E.V., Pavlov B.V., Tkhorenko M.Y., Papusha I.A. Promising map-aided aircraft navigation systems // Gyroscopy and Navigation, 2021, Vol. 12, No. 1. – Pp. 38-49.
8. Рычковский А.В., Паслен В.В. Исследование и разработка систем связи беспилотного летательного аппарата для мониторинга промышленных объектов // Инновационные перспективы Донбасса: Материалы 3-й Международной научно-практической конференции. Том 6. Донецк: ДНТУ, 2017. – С. 63-66.
9. Боев Н.М., Шаршавин П. В., Нигруца И.В. Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния // Известия ЮФУ. Технические науки, 2014, № 3(152). – С. 147-158.
10. Синицын Ю.Ю., Сизоненко А.Б., Атлашов А.В. Постановка задачи разработки алгоритма восстановления синхронизации при обмене сообщениями в защищенном канале связи комплексов с беспилотными летательными аппаратами // Электронный сетевой политехнический журнал «Научные труды КубГТУ», 2021, № 5. – С. 103-109.
11. Титов К.Д. Принципы построения сверхширокополосного канала связи на беспилотном летательном аппарате вертолетного типа легкого класса // Труды МАИ, 2022, № 122.
12. Олсон Е. Патент № 2733905 С2 Российская Федерация, МПК G05D 1/00, B64C 19/00, B64C 39/02. Система для связи с беспилотными летательными аппаратами с использованием двух диапазонов частот: № 2018137880: заявл. 14.06.2017: опубл. 08.10.2020.
13. Каштанов В.В., Немtinov В.А. Анализ организации связи с применением беспилотных летательных аппаратов малой дальности // Вестник Тамбовского государственного технического университета, 2022, Т. 28, № 4. – С. 606-614.
14. Король Д.Г., Темченко В.С. Исследование цилиндрической конформной антенной решетки с печатным излучателем для БПЛА // Труды МАИ, 2023, № 129.

15. Деревянкин С.И., Останков А.В. Реконфигурируемая SIW-антенна на основе МЭМС-коммутаторов для малых БПЛА // Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы: сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», ВИ ФСИН России, 2023. – С. 269-272.

REFERENCES

1. Povalyaev, A.A. Determining the orientation of objects based on signals from global navigation satellite systems. Determination of orientation by simultaneous measurements. Moscow: MAI (SRU), 2015. – 220 p.
2. Pupatenko V.V. Modeling of dynamic and static characteristics of high-frequency series of GNSS coordinates in seismology: dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, 2018. – 169 p.
3. Kupriyanov A.O. Global navigation satellite systems. Moscow: MIIGAiK, 2017. – 76 p.
4. Pustoshilov, A.S. Improving the accuracy of GNSS data processing using polynomial and adaptive methods: dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, 2021. – 147 p.
5. Elagina, K.N., Chiyanov, D.K. Analysis of the basic principles of operation of global navigation satellite systems and navigation based on cellular mobile communications and WI-FI // Economics and quality of communication systems, 2023, No. 1(27). – Pp. 41-48.
6. Yudina, N.V., Gienko, E.G. Analysis of differential tests of GNSS methods in road construction // Regulation of land and property relations in Russia: legal and geospatial support, real estate valuation, ecology, technological solutions, 2023, No. 2. – Pp. 281-287.
7. Karshakov, E.V., Pavlov, B.V., Tkhorenko, M.Y., Papusha, I.A. Promising map-aided aircraft navigation systems // Gyroscopy and Navigation, 2021, Vol. 12, No. 1. – Pp. 38-49.
8. Rychkovsky, A.V., Nightshade, V.V. Research and development of communication systems of an unmanned aerial vehicle for monitoring industrial facilities // Innovative prospects of Donbass: Materials of the 3rd International Scientific and Practical Conference. Vol. 6. Donetsk: DONNTU, 2017. – Pp. 63-66.
9. Boev N.M., Sharshatkin P. V., Nigrutsa I.V. UAVs communication systems for long-distance information transmission // Izvestiya SFEDU. Engineering Sciences, 2014, No. 3(152). – Pp. 147-158.
10. Sinitsyn, Yu.Yu., Sizonenko, A.B., Balashov, A.V. Formulation of the problem for developing an algorithm for reconstructing the synchronization when exchanging messages in a protected communication channel of complexes with unmanned aircraft // Electronic Network Polythematic Journal «Scientific Works of KUBSTU», 2021, No. 5. – Pp. 103-109.
11. Titov, K.D. Principles for constructing an ultra-wideband communication channel on an unmanned aerial vehicle of a lightweight helicopter type // Trudy MAI, 2022, No. 122.
12. Olson, E. Patent No. 2733905 C2 Russian Federation, IPC G05D 1/00, B64C 19/00, B64C 39/02. A system for communication with unmanned aerial vehicles using two frequency bands: No. 2018137880: application 14.06.2017: publ. 08.10.20.
13. Kashtanov, V.V., Nemtinov, V.A. The analysis of the organization of communication using small-range unmanned aerial vehicles // Bulletin of Tambov State Technical University, 2022, Vol. 28, No. 4. – Pp. 606-614.
14. Korol, D.G., Timchenko, V.S. Study of a cylindrical conformal antenna array with a patch emitter for UAV // Trudy MAI, 2023, No. 129.
15. Derevyankin, S.I., Ostankov, A.V. Reconfigurable SIW antenna based on MEMS switches for small UAVs // Actual problems of activity of units of the penal enforcement system: collection of materials of the All-Russian scientific and practical conference. Voronezh: CPI «Scientific Book», VI FPS of Russia, 2023. – Pp. 269-272.

ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С КОРОТКИМ ЖИЗНЕННЫМ ЦИКЛОМ

А. А. Бречко¹

¹«Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Будённого»
Министерства обороны Российской Федерации (Военная академия связи), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен краткий анализ традиционного подхода к синтезу инфокоммуникационных систем, показана его ограниченная применимость для систем с коротким жизненным циклом, предложен подход к решению проблемы синтеза инфокоммуникационных систем с коротким жизненным циклом.

Ключевые слова: синтез системы, жизненный цикл системы, информационные услуги, требования к системе.

THE SYNTHESIS PROBLEM OF INFORMATION AND COMMUNICATION SYSTEMS WITH SHORT LIFE CYCLES

A. A. Brechko¹

¹Federal State Military Educational Institution of Higher Education «Military Telecommunications Academy named after the Soviet Union Marshal Budienny S. M.» (Military Telecommunications Academy), St. Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article provides a concise analysis of the conventional method for synthesising info-communication systems and highlights its limited applicability to systems with a short life cycle. It proposes an alternative approach to address the issue of synthesising info-communication systems with a short life cycle.

Keywords: system synthesis, system life cycle, information services, system requirements.

1. ВВЕДЕНИЕ

Инфокоммуникационные системы – это сложные распределенные системы, которые обеспечивают интеграцию и взаимодействие информационных и телекоммуникационных технологий для предоставления потребителям информационных услуг за счет реализации процессов передачи, хранения, обработки и генерации информации.

Характер применения инфокоммуникационных систем, с точки зрения продолжительности их жизненного цикла, может быть различным. Чаще всего инфокоммуникационные системы проектируются под конкретные, относительно, стационарные условия эксплуатации, что определяет относительно высокую длительность их жизненного цикла (единицы, десятки лет). Однако, особый интерес вызывают системы краткосрочного использования, которые могут применяться для обеспечения услугами потребителей в нетиповых условиях в течение непродолжительного временного отрезка, например, при обеспечении массовых мероприятий, при спасательных операциях в чрезвычайных ситуациях и т.д.

2. ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С НЕПРОДОЛЖИТЕЛЬНОЙ СТАДИЕЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Процесс синтеза инфокоммуникационных систем является частным по отношению к процессу синтеза технических систем и наследует его особенности и недостатки.

В соответствии с системным подходом искусственные технические системы существуют не в изоляции, а в иерархических отношениях с другими системами. Исходя из чего на облик синтезируемых технических систем определяющее влияние оказывают системы, находящиеся на вышестоящем уровне системной иерархии. Иерархия отношений между системами проявляется через реализуемые этими системами процессы. Так процессы, реализуемые вышестоящей системой, образуются из процессов (подпроцессов), реализуемых нижестоящими системами. Поэтому требования к качественным и количественным характеристикам синтезируемых систем задаются исходя из необходимого качества реализации общего процесса.

Требования вышестоящей системы к нижестоящей (синтезируемой), на первом этапе, задаются в виде конкретных функций, которые система должна выполнять в интересах вышестоящей системы. Эти требования должны обладать непротиворечивостью, полнотой, однозначностью и проверяемостью [1, 2, 3].

На следующем этапе синтеза систем функциональные требования преобразуются в технический образ системы, заданный в виде системных требований – характеристик, которыми должна обладать система и их численных значений. Системные требования должны быть полными, непротиворечивыми, реализуемыми и проверяемыми, а также обладать явной причинно-следственной связью с функциональными требованиями [1, 2].

Специфика функциональных и, особенно, системных требований при синтезе технических систем, решающих сложные многовариантные задачи, состоит в неизбежности противоречия требований друг другу в некоторых или многих аспектах.

Выявление и разрешение возникающих противоречий в требованиях неизбежно приводит к усложнению процесса синтеза системы, при этом во многих ситуациях противоречия носят неявный и неустранимый характер в границах заданной совокупности требований, что является причиной появления компромиссных эвристических агрегативных решений.

Общий процесс синтеза технических систем лежит в основе одной из стадий жизненного цикла инфокоммуникационных систем, включающей две большие принципиально различные стадии: стадию разработки и стадию эксплуатации и развития [4].

Стадия разработки основана на общем процессе синтеза технических систем и начинается с замысла, идеи создания новой системы или модернизации уже существующей и заключается в разработке принципов и алгоритмов функционирования системы, функциональных и принципиальных схем оборудования, конструкторской документации и программного обеспечения, создании опытных образцов, испытательных стендов, опытных районов или опытной зоны, проведении всех видов испытаний.

Стадия разработки состоит из следующих этапов:

- этап научно-исследовательской работы или аванпректа;
- этап эскизного проекта;
- этап технического проектирования;
- этап рабочего проекта;
- этап испытаний.

В отношении инфокоммуникационных систем, как объектов коллективного пользования, вышестоящей системой, формирующей функциональные требования,

является множество (система) потребителей инфокоммуникационных услуг, для которых услуги представляют собой обеспечивающую функцию.

В качестве предъявляемых функциональных требований к инфокоммуникационным можно отнести возможность передачи файлов, электронной почты, текстовых и голосовых сообщений, удаленного хранения и обработки данных (облачные услуги) и т.д.

Поскольку формирование услуг (функций), основано на технических процессах хранения, передачи, обработки и генерации информации, то конечный облик системы может быть представлен в форме требований к аппаратной и программной составляющим, реализующими указанные функции: объем памяти, ее быстродействие, вычислительные способности, скорость каналов связи, структура и взаимное расположение элементов системы и т.д.

Например, в соответствии с требованиями к проектированию сетей электросвязи технический облик системы может быть описан, по крайней мере [5]:

- схемой организации сети;
- архитектурой построения сети;
- описанием географического расположения узлов и линий связи;
- схемой взаимодействия с другими сетями;
- описанием систем управления связью, синхронизации, сигнализации и биллинга;
- техническими характеристики узлов связи, в том числе составом средств и программного обеспечения;
- техническими характеристиками линий связи;
- техническими характеристиками точек присоединения сетей;
- мерами по защите от несанкционированного доступа к сети и передаваемой информации;
- конструктивным и объемно-планировочным размещение средств и линий связи.

Сложность процесса синтеза инфокоммуникационных систем обуславливают его большие ресурсные затраты (время, средства), тем не менее его применимость на практике объясняется высокой продолжительностью стадии эксплуатации системы, позволяющей нивелировать эти недостатки (большие затраты) на протяжении полного жизненного цикла системы.

В случае необходимости создания инфокоммуникационных систем с коротким жизненным циклом (с непродолжительной стадией эксплуатации) возникает проблема не только неэффективного использования ресурсов, но и проблема своевременного синтеза в условиях сокращения стадии разработки.

К решению указанной проблемы возможно применение утилитарного подхода, суть которого состоит в учете потенциальных (прогнозируемых) районов возникновения кратковременных потребностей в инфокоммуникационных услугах при создании инфокоммуникационных систем длительного использования.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обеспечение потребителей инфокоммуникационными услугами в статистически нетиповых и динамически изменяющихся районах в течение малого временного интервала (десятки часов, единицы дней), например при обеспечении спасательных операций в чрезвычайных ситуациях, требует быстрого (своевременного) создания инфокоммуникационных систем.

Неэффективность и, иногда, неприменимость, традиционных подходов к синтезу инфокоммуникационных систем с коротким жизненным циклом обуславливает необходимость разработки новых подходов к быстрому синтезу эффективных инфокоммуникационных систем с коротким жизненным циклом.

Возможный подход к решению проблемы может основываться на прогнозировании и учете возможных потребностей в инфокоммуникационных услугах в нетиповых районах при создании стационарных инфокоммуникационных систем длительного использования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р ИСО/МЭК 15288-2005, Москва, 2006. – 57 с.
2. A guide to the business analysis body of knowledge. Toronto: International Institute of Business Analysis, 2015. – 502 p.
3. Бречко, А.А. Подход к повышению качества функционирования сложных систем в условиях деструктивных программных воздействий / Бречко А. А., Стародубцев Ю. И. // В сборнике: Неделя науки СПбПУ. материалы научной конференции с международным участием, 2017. – С. 421-423.
4. Воробьев, С. П. Инфокоммуникационные сети: энциклопедия. Том 1: Инфокоммуникационные сети: классификация, структура, архитектура, жизненный цикл, технологии / Воробьев С. П., Давыдов А. Е., Ефимов В. В., Курносов В. И. // СПб.: Наукоемкие технологии, 2019. – 739 с.
5. Приказ Минкомсвязи РФ № 984 от 30.11.2021 «Об утверждении Требований к проектированию сетей электросвязи». <https://www.consultant.ru/>, 15.02.2024.

REFERENCES

1. Bibliographic reference. GOST R ISO/IEC 15288-2005, Moscow, 2006. – 57 p.
2. A guide to the business analysis body of knowledge. Toronto: International Institute of Business Analysis, 2015. – 502 p.
3. Brechko, A. A. An approach to improving the quality of functioning of complex systems in conditions of destructive program influences / Brechko A. A., Starodubtsev Yu. I. // In the collection: SPbPU Science Week. proceedings of the scientific conference with international participation, 2017. – Pp. 421-423.
4. Vorobyov, S. P. Infocommunication networks: an encyclopedia. Volume 1: Infocommunication networks: classification, structure, architecture, life cycle, technologies / Vorobyov S. P., Davyдов A. E., Efimov V. V., Kurnosov V. I. // St. Petersburg: High-tech technologies, 2019. – 739 p.
5. Order of the Ministry of Communications of the Russian Federation No. 984 dated 11.30.2021 «On approval of design Requirements telecommunication networks». <https://www.consultant.ru/>, 15.02.2024.

РАДИОСИСТЕМА С ФИКСИРОВАННОЙ ДАЛЬНОСТЬЮ ДЕЙСТВИЯ НА ОСНОВЕ ВОЛН С НЕНУЛЕВЫМ ОРБИТАЛЬНЫМ УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ

Ю. М. Мелёшин

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, Россия

Аннотация. В работе предложена концепция радиосистемы с фиксированной дальностью действия на основе волн с ненулевым орбитальным угловым моментом (ОУМ волны), которая потенциально обладает преимуществом перед классическими системами связи с точки зрения защищённости от несанкционированного доступа к передаваемой информации. Фиксированная дальность радиосистемы обеспечивается за счет использования двух важных свойств ОУМ волн: ортогональность различных ОУМ мод и свойства волновых пучков, которые проявляют ОУМ волны. Показан один из возможных вариантов построения подобных радиосистем и проведены экспериментальные исследования, показавшие возможность передачи и детектирования информации на расстоянии 140 см и существенных сложностях при детектировании информации на расстояниях более 150 см для предложенных начальных условий.

Ключевые слова: защита информации; орбитальный угловой момент; ОУМ; волновые пучки; дальность действия радиосистемы; радиосистема связи.

RADIO SYSTEM WITH A FIXED RANGE BASED ON ORBITAL ANGULAR MOMENTUM WAVES

Y. M. Meleshin

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

Abstract. The paper proposes the concept of a fixed-range radio system based on orbital angular momentum (OAM) waves, which potentially has an advantage over classical communication systems in terms of security against unauthorized access to transmitted information. The fixed range of the radio system is ensured by using two important properties of OAM waves: the orthogonality of different OAM modes and the properties of wave beams that exhibit OAM waves. One of the possible options for constructing such radio systems is shown and experimental studies have been carried out, showing the possibility of transmitting and detecting information at a distance of 140 cm and significant difficulties in detecting information at distances of more than 150 cm for the proposed initial conditions.

Keywords: data protection; orbital angular momentum; OAM; wave beams; radio system range; radio communication system.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время актуальными являются исследования вопросов борьбы с несанкционированным перехватом информации (НПИ) в радиоканале. Традиционно, данные вопросы разрешаются за счет применения алгоритмов кодирования данных, например, на основе динамического хаоса [1]. Однако, и любые направленные радиосистемы также обладают некой пространственной защищенностью за счет формирования узкого луча диаграммы направленности (ДН), в таком случае защищённость будет определяться отношением коэффициента усиления антенны в направление максимума ДН к направлению, в котором расположено устройство НПИ. Достаточность такой защищенности будет определяться добротностью приемной

системы устройства НПИ. Еще одним способом построения системы, который способствует увеличению защищенности канала – метод прямой антенной модуляции [2,3], при котором излучаемый сигнал в дальней зоне модулируется изменяющимися во времени изменениями электромагнитных (ЭМ) граничных условий ближнего поля антенны. Это позволяет передатчику отправлять данные в зависимости от направления, создавая защищенную линию связи [4]. Данный метод позволяет улучшить пространственную защищенность, однако, не даёт выигрыша для случаев, когда устройство НПИ находится на одной прямой с приемником и передатчиком.

В рамках данного исследования предлагается рассмотреть концепцию радиосистемы ограниченной дальности действия на основе волн с ненулевым орбитальным угловым моментом (ОУМ волны). Такие волны имеют спиральный фазовый фронт и помимо традиционных параметров ЭМ волн описываются значением формируемой моды $l=0, \pm 1, \pm 2\dots$, которая показывает количество заходов спирали фазового фронта, а знак – направление вращения спирали (рисунок 1) [5].

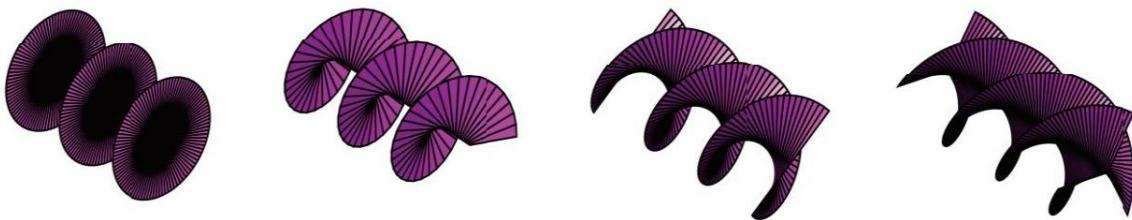


Рис. 1. Фазовый фронт волны для $l=0,1,2,3$ [5]

Такие волны, хоть и называются в литературе волнами, проявляют свойства волновых пучков и имеют ограниченный диапазон дальностей, на котором проявляются свойства ортогональности между различными модами. Данное свойство и предлагается использовать для построения системы радиосвязи с ограниченной дальностью действия.

2. ОПИСАНИЕ РАДИОСИСТЕМЫ И ПРИНЦИПОВ ЕЁ РАБОТЫ

Как уже было сказано ранее, ОУМ волны с разными модами являются взаимно ортогональными, однако, на удаление от антенн – наблюдается существенное расхождение ОУМ волн и фазовый фронт перестает быть спиралевидным и становится произвольным. Это приводит к тому, что на большом удалении от ОУМ антенн с разными модами крайне затруднительно отличить эти моды (теряется ортогональность между ними). Более подробно данный эффект показан в [6]. Следовательно, если модулировать информацией любой параметр сравнения двух разных ОУМ мод, то такая информацию можно будет извлечь только в области ортогональности ОУМ мод, что позволяет на этапе проектирования антенной системы задавать дальность действия такой радиосистемы.

В рамках данной работы предлагается построить простой пример такой радиосистемы на базе антенн, формирующих ОУМ моды $l=+1$ и $l=-1$, при этом со стороны передатчика информация будет модулировать относительную разность фаз между антеннами с разными модами (0° - «0», 180° - «1» соответственно), а со стороны приемника, для простоты детектирования, будет стоять простой сумматор, подключенный к аналогичным антennам с разными модами. Таким образом, когда на передающей части информационный сигнал равен «0» – амплитуда сигнала на выходе сумматора будет максимальная, а когда «1» – минимальна. Схема такой радиосистемы представлена на рисунке 2.

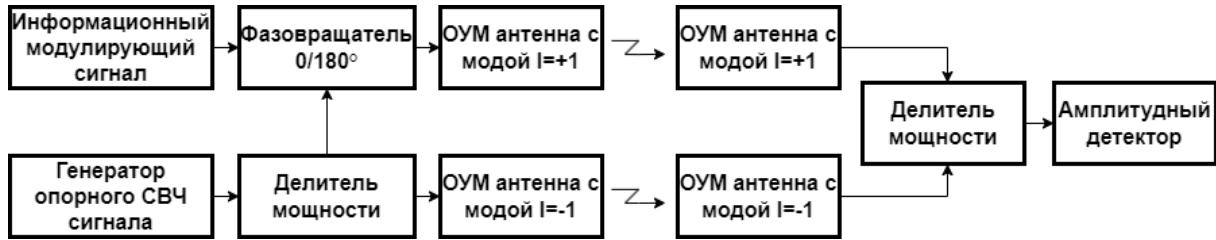
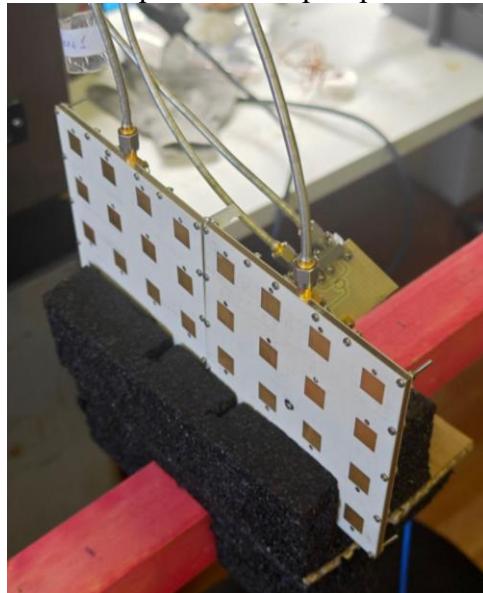


Рис. 2. Схема радиосистемы

На дальностях, на которых уменьшается взаимная ортогональность ОУМ антенн с разными модами разница амплитуд будет пропорционально уменьшаться, пока не достигнет случайных значений.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОТРАБОТКА

Для экспериментальной проверки предложенной концепции была собрана измерительная установка, в соответствии с рисунком 2. Центральная рабочая частота была выбрана $f=9,5$ ГГц исходя из характеристик используемых антенн, в качестве генератора опорного СВЧ сигнала использовался генератор R&S SMW200A, а в качестве амплитудного детектора анализатор спектра R&S FSW43. Также, из-за дополнительных потерь в фазовращателе и необходимости выравнивания амплитуды сигнала на входе ОУМ антенн – в линии между делителем и антенной с модой $l=-1$ был добавлен аттенюатор. В качестве ОУМ антенн были использованы печатные эквидистантные антенные решетки, фазовое распределение на которых позволяет формировать ОУМ моды $l=\pm 1$ в диапазоне дальностей до 150 см [6]. На рисунке 3 представлено расположение оной пары антенн при проведении измерений.

Рис. 3. Пара антенн с модами $l=\pm 1$

Для расстояний между антеннами от 20 до 250 см была измерена разница амплитуд на выходе сумматора для двух информационных состояний на входе передатчика («0» и «1»). Результаты измерений представлены на рисунке 4.



Рис. 4. Зависимость разницы амплитуд от дальности

По результатам измерений видно, что разница амплитуд двух информационных состояний составляет от 10 до 20 дБ в диапазоне дальностей от 40 до 140 см, что позволяет говорить о возможности детектирования информации, тогда как начиная с расстояния 150 см эта разница составляет менее 3 дБ и имеет в том числе отрицательные значения и шумовой характер. Полученные данные совпадают с ожиданиями, с учетом характеристик используемых ОУМ антенн, и позволяют говорить о работоспособности предлагаемой концепции построения радиосистемы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложена концепция построения радиосистемы на основе ОУМ волн в которой дальность действия ограничивается дальностью ортогональности различных ОУМ мод, которая зависит от конкретной ОУМ антенны и может быть зафиксирована на этапе проектирования антенной системы. Таким образом достигается новое качество защищённости радиосистемы от несанкционированного доступа к передаваемой информации, даже если перехватывающее устройство будет находиться на одной линии с передающей и приемной антенной (в главном максимуме диаграммы направленности) и будет иметь приемную систему с заведомо лучшей добротностью.

Показан один из возможных вариантов построения такой радиосистемы, а также проведено экспериментальное подтверждение её работоспособности. Представленная система обладает ограниченной дальностью действия: не более 150 см.

На основании этого сделаны выводы об актуальности продолжения исследований в данном направлении, к наиболее актуальным областям дальнейшего исследования относятся:

- 1) Создание ОУМ антенной системы с конфигурируемым диапазоном дальностей с требуемой ортогональностью мод.
- 2) Общее увеличение чистоты формируемых ОУМ мод и их количество, что требуется для увеличения пропускной способности таких систем.
- 3) Общее увеличение дальности действия систем на основе ОУМ волн.

ЛИТЕРАТУРА

1. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации / Ю. В. Гуляев, Р. В. Беляев, Г. М. Воронцов [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 10. – С. 1157–1185.
2. X. J. Xu and Y. E. Wang, "A direct antenna modulation (DAM) transmitter with a switched electrically small antenna," 2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Lisbon, Portugal, 2010, pp. 1-4, doi: 10.1109/IWAT.2010.5464640.
3. Onto a higher power handling for very high frequency direct antenna modulation / J. P. D. Santos, K. Bhakta, F. Fereidoony, Yu. E. Wang // IET Circuits, Devices and Systems. – 2022. – Vol. 16, No. 5. – P. 373-381. – DOI 10.1049/cds2.12108.
4. Babakhani, Aydin (2008) Direct Antenna Modulation (DAM) for On-Chip mm-Wave Transceivers. Dissertation (Ph.D.), California Institute of Technology. doi:10.7907/BS6T-1S20.
5. W. Cheng, W. Zhang, H. Jing, S. Gao and H. Zhang, "Orbital Angular Momentum for Wireless Communications," in IEEE Wireless Communications, vol. 26, no. 1, pp. 100-107, February 2019, doi: 10.1109/MWC.2017.1700370.
6. Мелёшин Ю.М. Исследование и разработка антенны Х-диапазона частот для формирования волн с ненулевым орбитальным угловым моментом / Ю. М. Мелёшин // Труды МАИ. – 2024. – № 135.

REFERENCES

1. Information technologies based on dynamic chaos for transmission, processing, storage and protection of information / Yu. V. Gulyaev, R. V. Belyaev, G. M. Vorontsov [et al.] // Radio engineering and electronics. – 2003. – Т. 48, No. 10. – P. 1157-1185.
2. X. J. Xu and Y. E. Wang, "A direct antenna modulation (DAM) transmitter with a switched electrically small antenna," 2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Lisbon, Portugal, 2010, pp. 1-4, doi: 10.1109/IWAT.2010.5464640.
3. Onto a higher power handling for very high frequency direct antenna modulation / J. P. D. Santos, K. Bhakta, F. Fereidoony, Yu. E. Wang // IET Circuits, Devices and Systems. – 2022. – Vol. 16, No. 5. – P. 373-381. – DOI 10.1049/cds2.12108.
4. Babakhani, Aydin (2008) Direct Antenna Modulation (DAM) for On-Chip mm-Wave Transceivers. Dissertation (Ph.D.), California Institute of Technology. doi:10.7907/BS6T-1S20.
5. W. Cheng, W. Zhang, H. Jing, S. Gao and H. Zhang, "Orbital Angular Momentum for Wireless Communications," in IEEE Wireless Communications, vol. 26, no. 1, pp. 100-107, February 2019, doi: 10.1109/MWC.2017.1700370.
6. Y. M. Meleshin, "Research and development of X-band antenna for wave formation with non-zero orbital angular momentum", (in Russian), Trudy MAI, vol. 135, 2024.

РАЗРАБОТКА АСИНХРОННОГО ИНТЕРФЕЙСА МОЗГ-КОМПЬЮТЕР НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ

Д. В. Журавлёв, А.Н. Голубинский, Р. М. Саминов

ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В статье представлена разработка неинвазивного асинхронного нейроинтерфейса на основе данных электроэнцефалографии, снимаемой со лба и мочек ушей. Представлены основные узлы устройства, программная часть микроконтроллера и приложения для персонального компьютера. Кроме того, выявлены явные преимущества перед аналогами. Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

Ключевые слова: асинхронные интерфейсы мозг-компьютер, электроэнцефалограмма.

DEVELOPMENT OF ASYNCHRONOUS BRAIN-COMPUTER INTERFACE BASED ON ELECTROENCEPHALOGRAPHY DATA

D.V. Zhuravlev, A.N. Golubinskiy, R.M. Saminov

VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. The article presents the development of a non-invasive asynchronous neurointerface based on electroencephalography data taken from the forehead and earlobes. The main components of the device, the software part of the microcontroller and applications for a personal computer are presented. In addition, clear advantages over analogues have been identified.

Keywords: asynchronous brain-computer interfaces, electroencephalogram.

1. ВВЕДЕНИЕ

В наше время научные исследования и технологические разработки идут рука об руку, и область нейронауки здесь не исключение. Сегодня активно разрабатываются системы, позволяющие человеку взаимодействовать с современными персональными компьютерами, используя информацию о мозговой активности. Эти системы известны как интерфейсы мозг-компьютер или нейроинтерфейсы.

Нейроинтерфейсы предоставляют возможность управлять вычислительными устройствами с помощью биопотенциалов. Одна из самых прогрессивных разработок в этой области – асинхронный неинвазивный нейроинтерфейс. Этот инновационный подход делает возможным регистрацию электрической активности мозга без прямого контакта с кожей. Большинство подобных технологий основаны на анализе сигналов электроэнцефалографии.

Одним из главных преимуществ асинхронного нейроинтерфейса считается его высокая точность и надежность, что достигается благодаря использованию статистических методов обработки данных.

2. АППАРАТНАЯ ЧАСТЬ СИСТЕМЫ

На рис. 1 представлена общая конструкция устройства. Оно собирает данные ЭЭГ с помощью одного активного электрода, который расположен на лбу (по стандарту 10-20, в позиции FPz), и двух референсных, размещенных на мочках ушей.

Электроэнцефалографические сигналы обладают низкой частотой (не превышающей 50 Гц) и малым напряжением. С целью дальнейшей обработки эти сигналы проходят процедуры усиления, фильтрации и преобразования в цифровой формат. Все эти операции осуществляются в рамках разработки интерфейса “мозг-компьютер”.

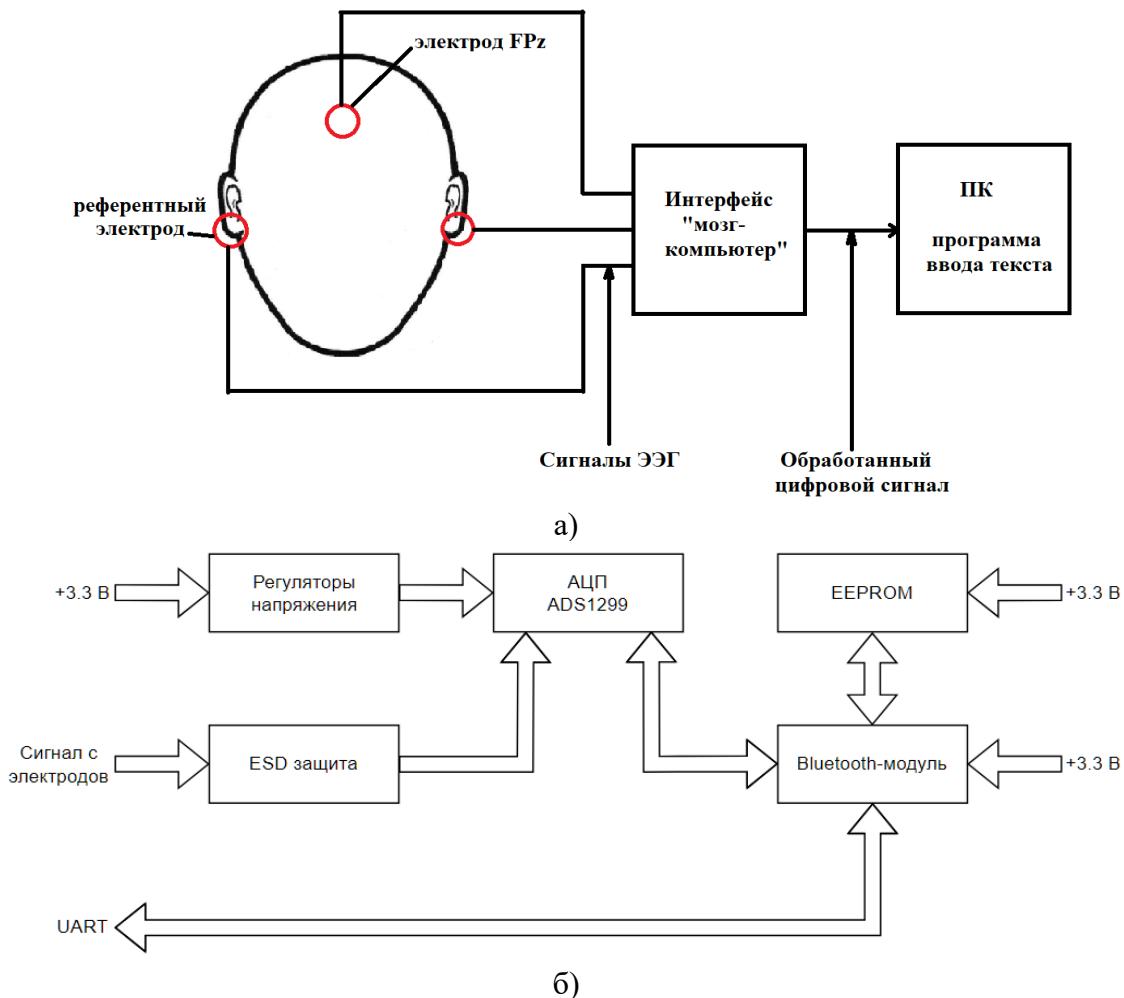


Рис. 1. Структурные схемы а) общая; б) интерфейса мозг-компьютер

Система функционирует на основе питания от 3 В, которое обеспечивается специальной платой питания. Эта плата состоит из цифрового изолятора ADuM1201, батареи LTC2941 с поддержкой интерфейса I₂C, регулятора питания MAX809, 200 мАч аккумулятора LP402030-PCM, номинальное напряжение которого составляет 3,7 В, и стабилизатора напряжения TLV700. Электродные сигналы проходят через электростатическую разрядную защиту и преобразуются в малошумящем 24-битном сигма-дельта аналого-цифровом преобразователе ADS1299 для регистрации ЭЭГ и биопотенциалов. Этот АЦП оснащен встроенным осциллятором, программируемым усилением 1, 2, 4, 6, 8, 12 или 24 раза и 8 входными каналами. Он работает со скоростями от 250 выборок в секунду. Для передачи информации на персональный компьютер используется Bluetooth модуль SKB501, который также является контроллером всей системы. Кроме того, в устройство встроен USB модуль USB4085-GF-A для возможности передачи данных и зарядки. Также в устройстве предусмотрена возможность вывода необработанных данных по интерфейсу UART.

Общие виды плат питания и обработки представлены на рис.2.

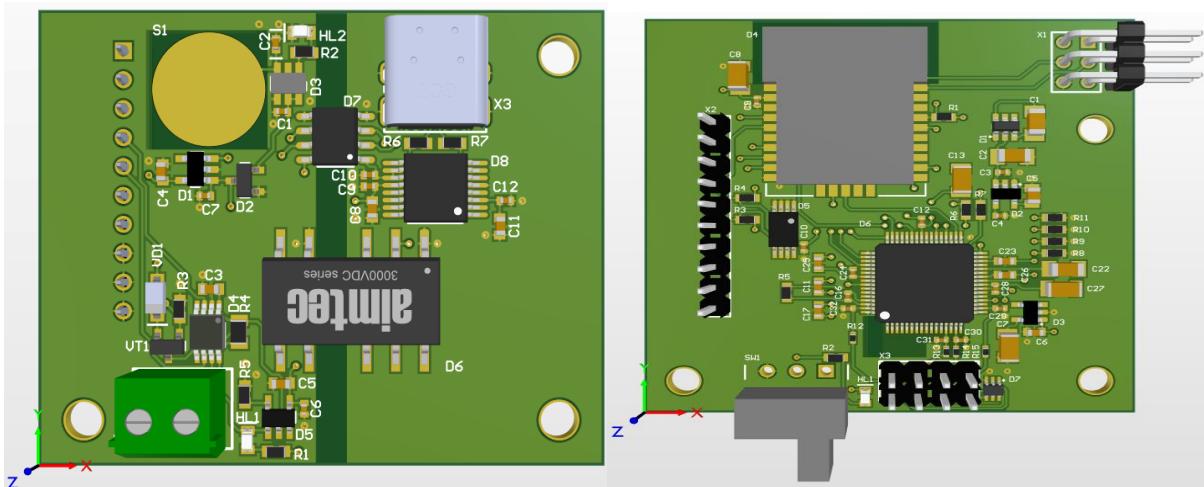


Рис. 2. Общий вид а) платы питания; б) платы обработки

Разработанные платы имеют толщину 1,5 мм, толщину металлизации 0,5 унции или 18 мкм. Платы являются четырехслойными. На верхней части располагаются практически все компоненты и соединяющие их дорожки. Два внутренних слоя отведены под полигоны земли и питания

3. РАЗРАБОТКА ПО ДЛЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

Программирование контроллера выполнялось в среде разработки Keil µVision на языке С. Основные задачи разработанного ПО заключаются в получении данных от АЦП по интерфейсу SPI и их обработка, получении данных от контроллера заряда батареи по интерфейсу I2C, отправке обработанных данных по Bluetooth и возможности отправки по USB, отправке необработанных данных по UART. Для корректной работы системы были написаны несколько исполняемых файлов, выполняющих следующие функции настроек UART, SPI, I2C, настройки и функции доступа к внешней памяти, настройки и функции передачи данных посредством Bluetooth.

В основном исполняемом файле вызывается функция инициализации внешних устройств из связанных файлов, а также настраивается вывод микроконтроллера с подключенным светодиодом и таймером, выполняется функция расчета мощности сигналов ЭЭГ. В бесконечном цикле проверяется состояние кнопки переключения режимов, где состояние “1” соответствует передаче данных через Bluetooth, а “0” - через UART. 24-х битный сигнал от АЦП через SPI преобразуется в значение с плавающей запятой для расчета мощности альфа, бета и гамма ритмов ЭЭГ, после чего полученные значения записываются в память и отправляются на ПК в виде обработанных данных.

4. РАЗРАБОТКА ПО ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА

Разработка приложения для ПК велась в среде PyCharm с использованием языка Python. Главная функция этого приложения – обработка данных, получаемых от процессорной платы через Bluetooth или USB, и отображение этих данных на мониторе. Для обнаружения морганий использовался метод определения порога, который заключается в сравнении сигнала ЭЭГ с определенным экспериментально полученным значением, и, если порог превышен, устанавливается флаг регистрации моргания, который сбрасывается через определенный период времени. Интерфейс программы представлен на рис.3



Рис. 3. Интерфейс программы для ПК

Из представленного изображения видно, что структура программы представлена в виде таблицы, заполненной буквами и основными символами. Программа осуществляет перемещение столбца с небольшой паузой и прекращает перемещение при появлении флага моргания, флаг сбрасывается, и программа продолжает перемещать строку, также останавливающуюся при появлении нового флага моргания. Точка пересечения строки и столбца представляет собой символ, который намеревался ввести пользователь.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан программно-аппаратный комплекс, который обладает функционалом, не представленным ни у одного аналога – ввод символов на ПК через регистрацию моргания глаз с использованием ЭЭГ. Устройство также сравнимо с аналогами по параметрам энергопотребления, стоимости и массогабаритным характеристикам и предоставляет возможность передачи данных по Bluetooth, USB, UART, может питаться как от батареи, так и по USB, позволяет выводить необработанные данные посредством интерфейса UART. Устройство может применяться в различных областях жизни современного человека. Например, данный нейроинтерфейс может служить инструментом коммуникации для людей с тяжелыми формами инвалидности, использоваться при протезировании, нейрореабилитации после тяжелых неврологических заболеваний или травм, для мониторинга состояния здоровья, определения стадий сна и наблюдения за настроением и когнитивным состоянием. Также, при дальнейшем усовершенствовании программного обеспечения, возможно реализация управления видеоиграми с помощью сигналов ЭЭГ. Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

ЛИТЕРАТУРА

1. Журавлёв, Д.В. Аппаратура для электроэнцефалографических исследований: монография / Д.В. Журавлёв; – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. – 258 с.
2. Jukiewicz M. and A. Cysewska-Sobusiak. Low-cost evoked potentials detection for brain computer-interfaces. Computer Applications in Electrical Engineering. – 2015. – № 13. – P. 102-110.
3. Birbaumer N. Breaking the silence: brain-computer interfaces (BCI) for communication and motor control. Psychophysiology. – 2006. – № 43. – P. 517.

4. Иванов, В.Б. Программирование микроконтроллеров для начинающих. Визуальное проектирование, язык С, ассемблер / В.Б. Иванов. – СПб.: КОРОНА-Век, 2015. – 176 с.
5. Бэрри, Пол. Изучаем программирование на Python / Пол Бэрри; [пер. с англ. М.А. Райтман]. – Москва: Издательство «Э», 2017. – 624 с.: ил. –(Мировой компьютерный бестселлер).

REFERENCES

1. Zhuravlev, D.V. Equipment for electroencephalographic research: monograph / D.V. Zhuravlev; – Voronezh: Publishing House of VSTU, 2021. – 258 p.
2. Jukiewicz M. and A. Cysewska-Sobusiak. Low-cost evoked potentials detection for brain computer-interfaces. Computer Applications in Electrical Engineering. – 2015. – № 13. – pp. 102-110.
3. Birbaumer N. Breaking the silence: brain-computer interfaces (BCI) for communication and motor control. Psychophysiology. – 2006. – № 43. – P. 517.
4. Ivanov, V.B. Programming microcontrollers for beginners. Visual design, C language, assembler / V.B. Ivanov. – St. Petersburg: KORONA-Vek, 2015. – 176 P.
5. Barry, Paul. Learning Python programming / Paul Berry; [trans. from the English M.A. Reitman]. – Moscow: Publishing house "E", 2017. – 624 p.: ill. –(World computer bestseller).

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ РЕГИСТРАЦИИ ЭЭГ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»

Д.В. Журавлёв, А.Н. Голубинский, Д.А. Кисленков

Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

Аннотация: в свете быстрого развития технологий нейроинтерфейсов, эффективная система регистрации электрической активности мозга становится неотъемлемым элементом в области медицины, науки и технологий. Обсуждение технологических инноваций в области ЭЭГ, выявляет потенциал для улучшения точности и эффективности мозговой диагностики. В статье представлена разработка универсальной системы расширения уже действующих аналогов с увеличением числа каналов регистрации и передачей данных по Wi-Fi. Это позволит в режиме реального времени управлять различными устройствами, посредством стимулирования электрической активности мозга. Приводится структурная схема устройства и компонентная база. Результатом работы является разработка и изготовление собственного устройства. Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

Ключевые слова: электроэнцефалограмма (ЭЭГ), интерфейс мозг-компьютер, Open BCI

DEVELOPMENT OF EEG RECORDING DEVICES FOR USE IN BRAIN-COMPUTER NEURAL INTERFACES

D.V. Zhuravlev, A.N. Golubinsky, D.A. Kislenkov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: in the light of the rapid development of neurointerface technologies, an effective system for recording electrical activity of the brain is becoming an integral element in the field of medicine, science and technology. The discussion of technological innovations in the field of EEG reveals the potential for improving the accuracy and effectiveness of brain diagnostics. The article presents the development of a universal system for expanding existing analogues with an increase in the number of registration channels and data transmission over Wi-Fi. This will allow you to control various devices in real time by stimulating the electrical activity of the brain. The structural diagram of the device and the component base are given. The result of the work is the development and manufacture of your own device. The work was carried out with the financial support of the Russian National Science Foundation (grant No. 24-29-20168).

Keywords: electroencephalogram (EEG), brain-computer interface, Open BCI

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном обществе изучение электрической активности мозга и биомедицинских технологий ставит перед исследователями важные задачи, связанные с изучением механизмов работы мозга и разработкой эффективных методов диагностики и лечения неврологических заболеваний. Одним из таких методов является электроэнцефалография (ЭЭГ), позволяющая регистрировать электрическую активность мозга путем измерения потенциалов между различными областями головы.

ЭЭГ является одним из наиболее распространенных и доступных методов исследования функционального состояния мозга, и применяется в различных областях,

таких как медицина, психология, физиология и педагогика. Этот метод используется в диагностике эпилепсии, определении степени нарушения мозгового кровообращения, изучении механизмов сна, а также для контроля эффективности медикаментозного и немедикаментозного лечения.

Для регистрации ЭЭГ используются различные устройства, такие как энцефалографы, электроды и усилители сигналов. Эти устройства позволяют преобразовывать слабые электрические сигналы, возникающие в мозге, в легко измеряемые величины. Однако, несмотря на широкое использование ЭЭГ, существуют и определенные проблемы, связанные с качеством и точностью получаемых данных.

Такие устройства хорошо подходят для реализации этих систем, так как обладают необходимой вычислительной мощностью.

2. ИНТЕРФЕЙС МОЗГ-КОМПЬЮТЕР

Используя интерфейс мозг-компьютер (BCI – Brain-computer interface), можно управлять устройствами, стимулируя электрическую активность мозга. У данного интерфейса имеется широкий спектр применений, который включает в себя основы для работы медицинских протоколов, таких как анализ когнитивного состояния, реабилитация людей с ограниченными возможностями, двигательные нарушения, диагностика психических расстройств и анализ, основанный на эмоциях. Помимо использования BCI в медицине, его также используют в нейромаркетинге и нейроэкономике, сферах развлечениях, для обеспечения безопасности, и в образовательных контекстах.

Несмотря на доступность многочисленных технологий для сбора нейрофизиологических данных в BCI, электроэнцефалография (ЭЭГ) является наиболее распространенным методом извлечения релевантной информации из мозговой активности благодаря ее высокому временному разрешению и низкой стоимости, портативности и низкому риску для пользователя. Тем не менее, электроды для кожи головы имеют серьезные недостатки, такие как нестационарность, низкое отношение сигнал/шум и плохое пространственное разрешение.

В таблице 1 представлен всесторонний обзор важнейших функций, предоставляемых ведущими системами сбора данных BCI.

Таблица 1. Сравнение основных функций, предоставляемых ведущими системами сбора данных BCI

Оборудование BCI	Типы электродов	Число каналов	Протокол и передача данных	Частота дискретизации	Открытое аппаратное обеспечение
Enobio (Neuroelectrics, Испания)	Гибкие/Влажные	8, 20, 32	BLE	250 Гц	Нет
q.DSI 10/20 (Quasar Devices, США)	Гибкие/Сухие	21	BLE	250 Гц – 900 Гц	Нет
NeXus-32 (Mind Media B.V., Нидерланды)	Гибкие/Влажные	21	BLE	2.048 кГц	Нет
IMEC EEG Headset (IMEC, Бельгия)	Жесткие/Сухие	8	BLE	-	Нет

Muse (InteraXon Inc., Канада)	Жесткие/Сухие	5	BLE	220 Гц	Нет
EPOC+ (Emotiv Inc., США)	Жесткие/Влажн ные	14	RF	128 Гц	Нет
CGX MOBILE (Cognionics Inc., США)	Гибкие/Сухие	72, 128	BLE	500 Гц	Нет
ActiveTwo (Biosemi, Нидерланды)	Гибкие/Влажн ые	256	USB	2 Гц – 16 кГц	Нет
actiCAP slim/snap (Brain Products GmbH, Германия)	Гибкие/Влажн ые/Сухие	16	USB	2 Гц – 20 кГц	Нет
Mind Wave (NeuroSky, Inc., США)	Жесткие/Сухие	1	RF	250 Гц	Нет
Quick-20 (Cognionics Inc., США)	Жесткие/Сухие	28	BLE	262 Гц	Нет
B-Alert x10 (Advanced Brain Monitoring, Inc., США)	Жесткие/Влажн ные	9	BLE	256 Гц	Нет
Cyton Open BCI (Open BCI, США)	Гибкие/Влажн ые/Сухие	8, 16	RF/BLE/W i-Fi	250 Гц – 16 кГц	Да

Устройства Bluetooth (BLE), как правило, имеют более низкую скорость, чем протоколы радиочастотной связи (RF) и Wi-Fi. Проводные способы передачи данных, такие как USB, имеют самую высокую скорость передачи.

Конструкции BCI должны соответствовать следующим требованиям при использовании в клинических целях:

- а) учет высококачественного сбора данных ЭЭГ при умеренных затратах;
- б) возможность адаптации к различным экспериментальным установкам, обеспечивающая широкий диапазон сложности обработки и масштабируемости приложений;
- в) способность адаптировать специализированное программное обеспечение к протоколам более общего назначения.

Что касается первого случая, BCI обычно предназначен для выполнения несложных задач и, таким образом, задуман в упрощенной конфигурации, включая уменьшенное представление состояний, низкочастотную передачу данных, размещение на коже головы с несколькими электродами или модули обработки данных с уменьшенной вычислительной нагрузкой. Тем не менее, некоторые нейрофизиологические процессы (такие как концентрация, бдительность, стресс и уровень удовольствия) могут потребовать от BCI большей универсальности и

повышенных технических требований для оценки более широких аспектов мозговой активности. Кроме того, клинические устройства нуждаются в доступе к потоку данных в режиме реального времени, поскольку они часто предназначены для онлайн-анализа [2].

При последующем анализе обработки данных используются три процедуры:

- предварительная обработка сигнала;
- извлечение признаков;
- вывод классификации/прогнозирования.

Также должны быть включены дополнительные модули для управления потоком данных между устройствами и графическими пользовательскими интерфейсами. В стандартных клинических установках ЭЭГ все эти компоненты выполняются одновременно [3]. Кроме того, BCI часто не запускаются в операционных системах реального времени, что означает, что системные ресурсы влияют на каждый компонент. Чтобы справиться с этим недостатком, могут быть задействованы высокопроизводительные процессоры, выполняющие несколько процессов в операционных системах, не работающих в реальном времени. Как правило, сложность BCI имеет тенденцию к снижению за счет распределения вычислительно интенсивных задач по распределенной системе, что приводит к повышению надежности системы и производительности [4]. Однако использование замкнутых систем BCI для анализа нейронных реакций головного мозга подразумевает обработку данных повышенной сложности, которая требует синхронизации следующих компонентов:

- получение;
- база данных сигналов/хранение;
- обработка признаков (извлечение и классификация);
- визуализация (временная, спектральная и пространственная);
- генерация команд для исполнительных механизмов;
- база данных команд;
- получение обратной связи.

Более того, протоколы с потенциалом, связанным с событиями, требуют разработки с более высокой точностью для синхронизации маркеров, с низкой и постоянной задержкой. Эти требования к повышенной стабильности и вычислительной мощности становятся критическими в исследовательских условиях, где централизованные системы уязвимы к замедлению работы из-за неожиданных вычислительных требований.

Open BCI представляет платформу, разработанную для удовлетворения требований более широкого класса протоколов Motor Imagery (MI), включающего три компонента:

- a) улучшенные драйверы сбора данных для Open BCI, которые предлагают высокоуровневые функции, такие как распределенный и асинхронный сбор данных;
- б) стратегия распределенной системы для устранения задержек в экспериментах BCI за счет точной синхронизации маркеров и обеспечения возможности одновременного сбора данных;
- в) интерфейс фреймворка для интеграции полнофункционального BCI в единое приложение, упрощающий процесс развертывания и сокращающий количество потенциальных точек сбоя.

Открытый интерфейс мозг-компьютер (Open BCI) обеспечивает беспрецедентную свободу и гибкость благодаря аппаратному обеспечению с открытым исходным кодом и встроенному ПО при низкой стоимости реализации. Он использует надежные аппаратные платформы и мощные наборы для разработки программного обеспечения

для создания индивидуальных драйверов с расширенными возможностями. Платформа Open BCI обеспечивает автоматическое создание готовых к использованию баз данных и упрощает процедуры тестирования и проектирования, повышая повторяемость и ускоряя отладку. Также предлагается автоматическая синхронизация маркеров для улучшения интеграции различных функций из нескольких систем в единую. Результаты экспериментального тестирования, выполненного для парадигмы МI, показывают эффективность, включая двоичную десериализацию, целостность передачи данных и задержку, измерение импеданса электрода ЭЭГ и синхронизацию маркеров.

Тем не менее, некоторые ограничения могут значительно снизить производительность Open BCI. Эти ограничения включают необходимость более эффективной коммуникации между компьютерами и периферийными устройствами и большей гибкости для быстрой настройки в соответствии с конкретными протоколами обработки нейрофизиологических данных.

3. ПЛАТФОРМЫ OPEN BCI

Платформа Open BCI – это очень гибкий и масштабируемый аппаратный вариант с открытым исходным кодом для приложений биосенсорики [7]. Платформа предназначена для работы с сигналами ЭЭГ (также поддерживает электромиографию (ЭМГ) и электрокардиографию (ЭКГ)) с использованием платы сбора данных Cyton в пары с модулем Daisy [1] с обновленными драйверами для максимального использования аппаратных преимуществ аналого-цифрового преобразователя ADS1299 с шестнадцатью входными каналами с максимальной частотой дискретизации 16 кГц. Кроме того, плата биосенсора оснащена микроконтроллером PIC32MX250F128B, начальным загрузчиком chipKIT UDB32-MX2-DIP, 3-осевым акселерометром LIS3DH и Bluetooth-модулем RFD22301. Все резисторы и конденсаторы на плате являются стандартными компонентами. В плате Cyton в качестве разъема батареи используется разъем JST типа, имеющий диапазон входного напряжения от 3 до 6 В. Поэтому для питания используется батарейный блок с 4-мя аккумуляторами АА, напряжение с выхода которого составляет 6 В.

Каналы ЭЭГ могут быть сконфигурированы как в монополярном, так и в биполярном режиме с возможностью добавления до пяти внешних цифровых входов и трех аналоговых входов. Протокол управления передачей (TCP) также может получать доступ к потоку данных через интерфейс Wi-Fi. Следует отметить, что весь монтаж электродов настраивается в монополярном, биполярном или последовательном режимах. Благодаря разработке драйверов для конкретной платы низкоуровневые функции платы будут интегрированы в их окончательную версию с помощью высокоуровневых конфигураций. Связь с бортовым компьютером надежна лишь в редких случаях, а его графический интерфейс не позволяет получать данные при определенных параметрах. Однако комплект для разработки аппаратного и программного обеспечения (SDK) платы Open BCI предлагает потенциал для реализации полной платформы, сравнимой с оборудованием медицинского класса [8].

В результате система Open BCI обеспечивает обратную связь и контролируемое выполнение клинических протоколов на основе ЭЭГ для реализации этапов нейронной записи, декодирования, стимуляции и анализа в режиме реального времени. Кроме того, система включает в себя автоматическую фоновую настройку и удобные виджеты для подачи стимулов. Motor Imagery тестируют BCI с замкнутым контуром, предназначенный для обеспечения потоковой передачи в реальном времени в пределах требуемых диапазонов задержки и дрожания. Таким образом, представленный фреймворк предлагает многообещающее решение для индивидуальной обработки нейрофизиологических данных.

4. РАЗРАБОТКА ПЛАТЫ

Универсальная плата расширения платформы Open BCI, рассматриваемая в этой статье, должна, естественно, повышать возможности уже имеющегося аналога. На данный момент плата Cyton в паре с модулем Daisy предполагает снятие ЭЭГ с шестнадцати входных каналов, а передача данных осуществляется с частотой дискретизации 250 Гц. Поэтому для расширения возможностей платформы Open BCI разрабатываемая универсальная плата должна стать в некотором смысле «продолжением» платы Cyton. Из этого следует, что нужно увеличить скорость и объём передаваемой информации, что приведет к более точному отображению результатов ЭЭГ. Также нужно будет добавить способ передачи данных по Wi-Fi.

1) Выбор АЦП.

При выборе АЦП, в первую очередь, было обращено внимание на микросхему ADS1299IPAG [2], которая является малошумящим, 8-канальным, 24-разрядным аналог-цифровым преобразователем, разработанный специально для ЭЭГ. Данное устройство оснащено гибким входным мультиплексором на канал, который позволяет измерять температуру, напряжение питания, короткое замыкание на входе и смещение. Кроме того, для получения выходного сигнала может быть выбрана любая конфигурация входных каналов. Доступны дополнительные контакты SRB для направления общего сигнала на несколько входов для эталонной настройки. ADS1299IPAG работает со скоростью передачи данных от 250 бит/с до 16 Кбит/с. Обнаружение отключения может быть реализовано внутри устройства с использованием приемника или источника тока возбуждения.

2) Выбор средства передачи информации.

Для разрабатываемого устройства был выбран Wi-Fi модуль ESP-12E на базе чипа ESP8266 [4].

Wi-Fi модуль ESP-12E оснащен процессором ESP8266, интегрирует ведущий в отрасли 32-разрядный микроконтроллер со сверхнизким энергопотреблением micro, с 16-разрядным коротким режимом, поддерживает тактовую частоту 80 МГц, 160 МГц, поддерживает RTOS, встроенный Wi-Fi MAC/BB/RF/PA/LNA, бортовая антенна.

Модуль поддерживает стандарт IEEE 802.11 b/g/n, полный стек протоколов TCP/IP.

5. ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ СВЯЗИ

Разрабатываемая плата расширения является «продолжением» платы Cyton платформы Open BCI и предназначается для передачи данных по Wi-Fi. Исходя из этого, непосредственно перед проектированием платы следует рассмотреть некоторые моменты, связанные с их сообщением.

Так, на плате Cyton имеются контакты шины SPI, предназначенные для универсальной платы расширения: DVDD, GND, MISO, MOSI, SCK, CS, CLK, RST. Исходя из этого, на разрабатываемой плате также должна располагаться шина SPI. Выводы шины SPI включают вывод CLK, который связан с выводом ADS1299. CLK необходим для синхронизации с платой расширения.

Помимо шины SPI на универсально плате расширения должны быть аналоговые выводы питания и BIAS: AVDD, AVSS, AGND, BIAS.

Неиспользуемые на плате Cyton контакты микроконтроллера PIC32 (D11 (A5), D12 (A6), D13 (A7), D17, D18) заведены на коннекторы для связи с платой расширения.

При использовании платы Cyton совместно с универсальной платой расширения понадобится только одна батарея: Cyton будет получать питание от платы расширения.

Но микросхема ADS1299, которая проводит аналого-цифровую обработку сигналов, имеет некоторую особенность: все 8 входных каналов дискретизируются одновременно, что очень важно для цифрового сигнального процессора (DSP) и корреляции между данными канала. При подключении модуля расширения к базовой плате нужно поддерживать одновременность дискретизации на всех 16 входах. Это возможно осуществить, если брать сигнал clk с одного АЦП (частота тактового сигнала равна 2,048 МГц) и вводить его в другой АЦП. Тогда необходимо, чтобы в «ведущем» АЦП вывод CLKSEL (вывод 52) был привязан к DVDD, а бит CLK_EN в регистре CONFIG1 установлен в значение «1», что и наблюдается на плате Cyton. В свою очередь, при проектировании платы «ведомому» АЦП нужно привязать CLKSEL-вывод к GND, вследствие чего ведущий контакт CLK подключится к ведомому контакту CLK, и оба АЦП станут работать на одном и том же тактовом сигнале. Эти манипуляции сделают возможным процесс одновременной выборки.

Движковый переключатель на разрабатываемой плате включает питание.

Разрабатываемая плата также предполагает наличие кнопки сброса (RESET), которая будет включать и выключать питание чипа ESP8266, а также кнопки, используемой для программирования платы расширения через последовательный UART интерфейс (PROG).

Для Wi-Fi модуля рассматриваются два основных режима работы: режим Wi-Fi Station и режим Wi-Fi Direct. Светодиодный индикатор состояния используется для указания режима работы модуля при запуске.

Получившаяся плата представлена на рисунке 1 и рисунке 2.

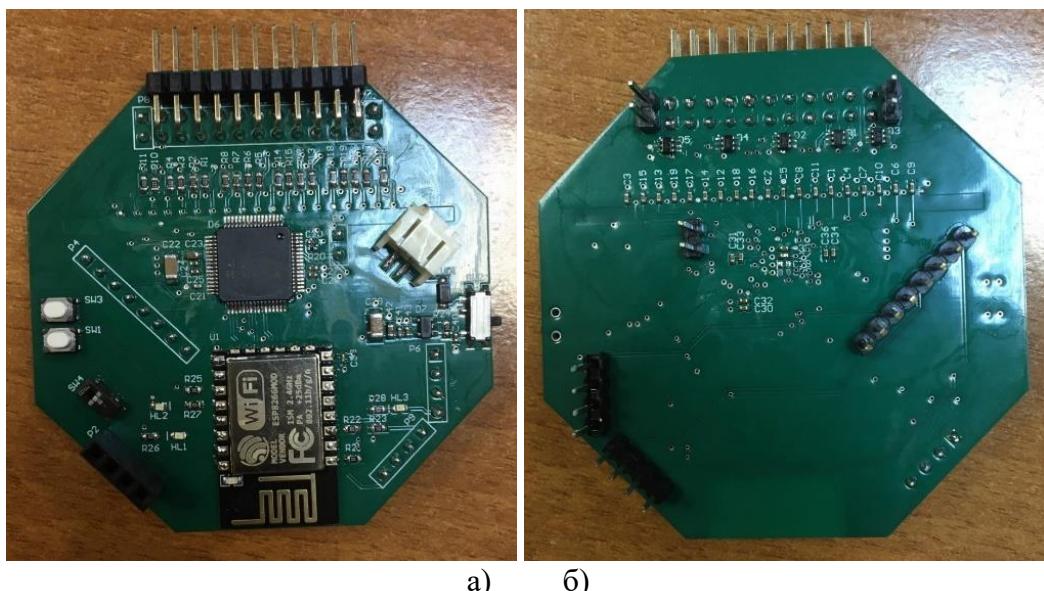


Рис. 2 Итоговая универсальная плата
а) сторона Top; б) сторона Bottom

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С каждым годом все сильнее радиоэлектронные технологии внедряются в нашу жизнь. Без них уже нельзя представить ни одного дня нашего существования. И где бы сейчас было человечество, если бы радиоэлектроника не была так успешно интегрирована в такую жизненно важную отрасль, как медицина.

Рассмотренный в данной статье метод исследования головного мозга – электроэнцефалограмма, – дает возможность определения эпилептической активности и припадков у больных людей.

В данной работе, помимо исследования основных принципов электроэнцефалографии, на примере платформы Open BCI, было выяснено, что можно управлять устройствами, стимулируя электрическую активность мозга. Была разработана собственная универсальная плата на основе платы Daisy и Cyton и Wi-Fi модуля. Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

ЛИТЕРАТУРА

1. URL: <https://docs.openbci.com/Cyton/CytonSpecs/>
2. Ordikhani-Seyedlar M. Augmenting attention with brain-computer interfaces. In Brain-Computer Interfaces Handbook / M. Ordikhani-Seyedlar, M. A. Lebedev, FL, USA, 2018. – pp. 549-560. – Текст: непосредственный.
3. A Simplified Electroencephalography Montage and Interpretation for Evaluation of Comatose Patients in the ICU / S. Abid, G. Papin, G. Vellieux, et al. Care Explor. – 2022. – Текст: непосредственный.
4. Kumari A. A Study on Brain-Computer Interface: Methods and Applications / A. Kumari, D. R. Edla. – SN Comput. Sci. – 2023. – Текст: непосредственный.
5. Журавлëв, Д. В. Аппаратура для электроэнцефалографических исследо-ваний: монография / Д. В. Журавлëв; ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет». – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. – 159 с.
6. Журавлëв Д.В., Шубин М.В. Аналоговые узлы преобразования сигнала в индивидуальных приборах регистрации функциональных параметров операторов // XLVIII Огарёвские чтения. Материалы научной конференции. В 3-х частях. Составитель А.В. Столяров. Отв. за выпуск П.В. Сенин. 2020. С. 159-163 с.
7. A Comparative Study of Low Cost Open Source EEG Devices / F. Laport, F. J. Vazquez-Araujo, D. Iglesia, et al. – Multidiscip. Digit. Publ. Inst. Proc. – 2019 – 3 p.
8. Frey J. Comparison of a consumer grade EEG amplifier with medical grade equipment in BCI applications. In Proceedings of the International BCI Meeting / J. Frey. – Pacific Grove, CA, USA. – 2016. – 2 p.

REFERENCES

1. URL: <https://docs.openbci.com/Cyton/CytonSpecs/>
2. Ordikhani-Seyedlar M. Augmenting attention with brain-computer interfaces. In Brain-Computer Interfaces Handbook / M. Ordikhani-Seyedlar, M. A. Lebedev, FL, USA, 2018. – pp. 549-560. – Текст: непосредственный.
3. A Simplified Electroencephalography Montage and Interpretation for Evaluation of Comatose Patients in the ICU / S. Abid, G. Papin, G. Vellieux, et al. Care Explor. – 2022. – Текст: непосредственный.
4. Kumari A. A Study on Brain-Computer Interface: Methods and Applications / A. Kumari, D. R. Edla. – SN Comput. Sci. – 2023. – Текст: непосредственный.
5. Zhuravlev, D. V. Equipment for electroencephalographic research: monograph / D. V. Zhuravlev; Voronezh State Technical University. Voronezh: VSTU Publishing House, 2021. – 159 p.
6. Zhuravlev D. V., Shubin M. V. Analog nodes of signal conversion in individual devices for recording functional parameters of operators. Materials of the scientific conference. In 3 parts. Compiled by A.V. Stolyarov. Rel. for the issue P. V. Senin. 2020. pp. 159-163.
7. A Comparative Study of Low Cost Open Source EEG Devices / F. Laport, F. J. Vazquez-Araujo, D. Iglesia, et al. – Multidiscip. Digit. Publ. Inst. Proc. – 2019 – 3 p.
8. Frey J. Comparison of a consumer grade EEG amplifier with medical grade equipment in BCI applications. In Proceedings of the International BCI Meeting / J. Frey. – Pacific Grove, CA, USA. – 2016. – 2 p.

РАСШИРЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ БОРТОВОЙ РАДИОСТАНЦИИ УКВ ДИАПАЗОНА С УСТРОЙСТВОМ СЕЛЕКТИВНОГО ВЫЗОВА НА ОСНОВЕ ШИФРОВАНИЯ КОДАМИ ГОППЫ

В. В. Лебедев, А. Д. Стрельников

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

Аннотация. Рассмотрены возможности улучшения характеристик бортовой радиостанции УКВ диапазона с устройством селективного вызова, использующего шифраторы и дешифраторы на основе кодов Гоппы. Обоснованы структурные и функциональные схемы устройства селективного вызова УКВ-радиостанции, алгоритмы функционирования шифраторов и дешифраторов, а также возможности их реализации.

Ключевые слова: бортовые радиостанции, устройство селективного вызова, шифратор, дешифратор, коды Гоппы, двухтональная многочастотность.

EXPANDING THE CAPABILITIES OF AN ON-BOARD VHF RADIO STATION WITH A SELECTIVE CALL DEVICE BASED ON ENCRYPTION WITH HOPPA CODES

V. V. Lebedev, A. D. Strelnikov

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The possibilities of improving the characteristics of an on-board VHF radio station with a selective calling device using encoders and decoders based on Hoppa codes are considered. The structural and functional schemes of the device for selective calling of a VHF radio station, algorithms for the functioning of encoders and decoders, as well as the possibilities of their implementation are substantiated.

Keywords: on-board radios, selective calling device, encoder, decoder, Goppa codes, two-tone multi-frequency.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время авиация играет все более важную роль в решении широкого спектра задач, связанных с государственной безопасностью, обороноспособностью, общественным порядком, противодействием терроризму и ликвидации последствий стихийных бедствий. Средства связи, как правило, являются единственным средством информационного взаимодействия экипажа и бортовых РЭС ВС с военными и гражданскими наземными системами управления воздушным движением, со службами организации и обеспечения полетов. Анализируя процессы управления летательными аппаратами (ЛА), становится очевидным, что основным методом управления индивидуальными и групповыми действиями ЛА являются бортовые системы радиосвязи (БСР), в частности, бортовые командные радиостанции УКВ диапазона [1]. Данные радиостанции обеспечивают передачу команд от пункта управления (ПУ) самолету, обеспечивают связь между авиационными звеньями. Авиация Воздушно-космических сил (ВКС) способна успешно выполнять поставленные задачи, но стоит отметить, что не всегда летательные аппараты (ЛА) могут на достойном уровне обеспечить помехозащищенную и надежную радиосвязь, тем самым акцентируя проблему повышения надежности и эффективности передачи информации [2, 3], резко

обостряющуюся в условиях воздействия организованных и непреднамеренных помех [4].

Бортовое связное оборудование, установленное на ЛА, достаточно часто использует амплитудную модуляцию (АМ), зачастую не обеспечивающее достаточно жесткие требования по помехозащищенности и скорости передачи данных, а также нуждающееся в модернизации [5, 6].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Повышение помехозащищенности и эффективности передачи информации в БСР можно решить путем внедрения в командные радиостанции УКВ диапазона устройства селективного вызова (УСВ), которое, в свою очередь, упрощает координацию между абонентами сети, позволяющую быстро идентифицировать конкретных лиц или группу и связаться с ними, а также повышает конфиденциальность передаваемых сообщений, повышенную эффективность связи. Система избирательного вызова, основана на внедрении двухтональной многочастотности (DTMF – Dual Tone Multi Frequency, двухтональная многочастотная посылка) [7], сигнальная конструкция которой построена на использовании АМ, особенности которой необходимо учитывать при модернизации. Расширение возможностей бортовой радиостанции УКВ диапазона является актуальной задачей.

Целью данной работы является обоснование структурной и функциональной схемы устройства селективного вызова в составе бортовой командной радиостанции УКВ диапазона, а также анализ возможности повышения конфиденциальности и достоверности передаваемой информации за счет использования в шифраторах и дешифраторах кода Гоппы.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Системы избирательного вызова (СИВ) являются одним из наиболее перспективных способов повышения эффективности использования радиочастотного ресурса в сетях с фиксированным закреплением каналов связи (частотных поддиапазонов) за счет разделения абонентов, работающих на одном частотном канале. Предлагаемый способ реализации УСВ в командной радиостанции УКВ диапазона показан на рисунке 1.

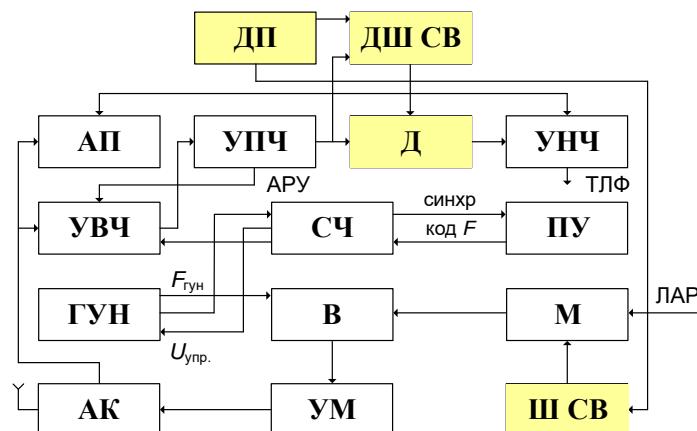


Рис. 1. Структурная схема командной УКВ-радиостанции с УСВ

На рис. 1 введены обозначения: ДП – дополнительный пульт; ДШ СВ – дешифратор селективного вызова; АП – аварийный приемник; УПЧ – усилитель

промежуточной частоты; Д – детектор; УНЧ – усилитель нижних частот; УВЧ – усилитель высоких частот; СЧ – синтезатор частот; ПУ – пульт управления; ГУН – генератор, управляемый напряжением; В – возбудитель; М – модулятор; АК – антенный коммутатор; УМ – усилитель мощности; ШСВ – шифратор селективного вызова.

Во время передачи при включенном режиме «селективный вызов» УСВ формирует двухтональную кодовую посылку, которая соответствует номеру канала, установленного на дополнительном пульте управления. Этот сигнал поступает на вход модулятора, где в зависимости от вида модуляции (амплитудная (АМ) или частотная (ЧМ)) происходит модуляция ВЧ сигнала, поступающего с возбудителя, управляющим сигналом (кодовой посылкой).

В бортовых средствах радиосвязи широко используется АМ. Исходя из требований, предъявляемых для передачи сигнала между абонентами, во многих случаях эффективнее использовать многотональную АМ вида

$$S(t) = \sum_{n=1}^N U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n), \quad (1)$$

где U_n – амплитуда n -ой составляющей сигнала; ω_n , φ_n – частота и начальная фаза n -ой составляющей сигнала; N – количество составляющих сигнала; условие для частот $\omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_N < \omega_0$.

Огибающая сигнала описывается выражением

$$U_{\text{AM}}(t) = U_0 \left[1 + \sum_{n=1}^N k_{\text{AM}} \cos(\omega_n t + \varphi_n) \right] \cos \omega_0 t, \quad (2)$$

где k_{AM} – коэффициент амплитудной модуляции; ω_0 – несущая частота.

Устройство селективного вызова построено на основе шифраторов (Ш) и дешифраторов (ДШ). Функциональные схемы шифратора и дешифратора командной радиостанции УКВ диапазона с УСВ приведены на рисунках 2, 3.

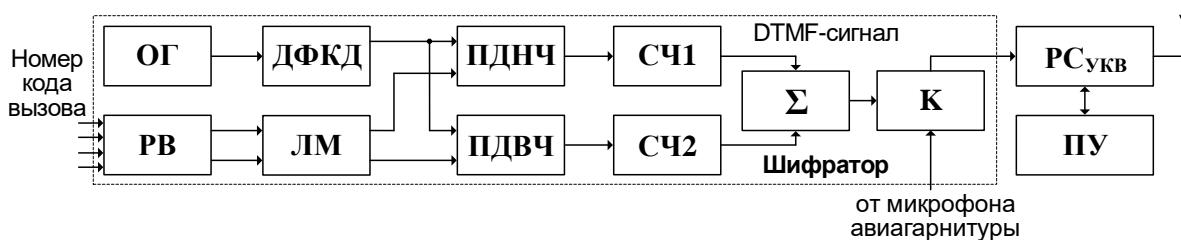


Рис. 2. Функциональная схема шифратора в составе УСВ

На рис. 2 введены обозначения: ОГ – опорный генератор; РВ – регистр входов; ДФКД – делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления; ЛМ – логическая матрица; ПДНЧ – программный делитель нижних частот; ПДВЧ – программный делитель верхней частоты; СЧ – синтезатор частот; Σ – сумматор; К – коммутатор; РСУКВ – радиостанция УКВ диапазона; ПУ – пульт управления.

В схеме шифратора (рис. 2) ОГ формирует гармонический сигнал, который делится в ДФКД на 4 и поступает в ПДНЧ и ПДВЧ. На управляющие входы программируемых делителей с логической матрицы поступает цифровой код с выбранным коэффициентом деления. Логическая матрица управляется сигналами с регистра входов, на который поступает номер кода вызова с ПУ. Сигналы с ПДНЧ и ПДВЧ поступают на СЧ гармонических сигналов. Гармонические сигналы поступают в Σ , где формируется DTMF-сигнал. Через коммутатор устройство подключается на вход модулятора радиостанции. На ПУ радиостанцией выбирается частотный канал, на

котором работает УКВ-приемник. Для передачи сигналов вызова необходимо включить шифратор и одновременно перевести бортовую радиостанцию в режим передачи.

На рис. 3 введены обозначения: ПРМ_{УКВ} – приемник УКВ диапазона; ПУ – пульт управления; ПФ1, ПФ2, ПФ3 – полосовые фильтры; Ф1, Ф2 – формирователи; СОЦС – схема обработки цифровых сигналов; ВР – выходной регистр; ИУ – исполнительное устройство.

В дешифраторе принятый сигнал с антенны поступает на вход ПРМ_{УКВ}, где сигнал усиливается, преобразуется по частоте и детектируется. С выхода ПРМ_{УКВ} двухчастотный сигнал поступает в ПФ дешифратора. ПФ обеспечивает избирательность приемника и повышает помехозащищенность устройства. СОЦС осуществляет сравнение периода следования сигналов с формирователей со значениями, задаваемыми на ПУ. При совпадении периодов (частот) сигнал со СОЦС через ВР поступает на ИУ. Далее сигнал поступает на ПФ нижних и верхних групп (рис. 3). В этих фильтрах выделяются частоты, соответствующие нижним и верхним группам частот. С выхода фильтров сигналы поступают в Ф1 и Ф2, где гармонический сигнал преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов соответствующих частот.

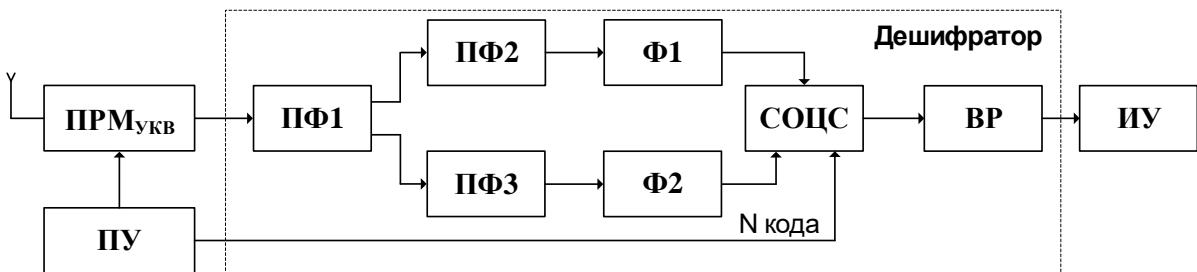


Рис. 3. Функциональная схема дешифратора в составе УСВ

Построение криптостойких и простых кодеров и декодеров – одна из важнейших задач современной криптографии [8]. Современные средства защиты информации, применяемые в силовых структурах, относятся к категории электронного аппаратно-программного оборудования. Создание такого оборудования является многогранной проблемой, требующей решения технических, криптоинженерных и организационно-технических вопросов, которые задают технический облик практически всех аппаратных и программных компонентов системы защиты информации. Кроме того, эти решения предопределяют эффективность эксплуатации всего оборудования в части непосредственного шифрования/декодирования, обеспечения достоверности данных, гарантии целостности и контроля доступа только для уполномоченных абонентов [9].

Одним из способов улучшения помехозащищенности кодеров и декодеров является использование в них двоичного кода Гоппы [10, 11]. Коды Валерия Денисовича Гоппы – это такой тип кода, исправляющего ошибки, возникающие в следствие передачи или хранения информации. Двоичный вектор $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_n)$ является кодовым словом кода Гоппы для множества локаторов $L = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n\}$ и для многочлена $G(x)$, который называется многочленом Гоппы в том случае, когда выполняется условие

$$\sum_{i=1}^n \frac{a_i}{x - \alpha_i} = 0 \bmod G(x), \quad (3)$$

где $a_i \in GF(2^m)$, $n \leq 2^m$, $G(x) \in F_{2^m}[x]$, $\deg G(x) = t$ [10].

Код Гоппы называется сепарабельным, если $G(x)$ – сепарабельный многочлен. Код Гоппы называется неприводимым, если $G(x)$ – неприводимый многочлен. Сепарабельный двоичный код Гоппы имеет избыточность r и минимальное расстояние d , определяемые выражениями: $r \leq mt$, $d \geq (2t+1)$ [10].

Используя данный способ повышения криптостойкости, шифратор добавляет избыточность данных, позволяя дешифратору выявлять и исправлять ошибки, тем самым улучшая общую помехоустойчивость системы. Учитывая то, что коды Гоппы и сигналы двухтональной многочастотности (DTMF), используемые для передачи сигналов в устройстве селективного вызова, служат различным целям, при проектировании СИВ данные методы могут использоваться без конфликтов.

Полином Гоппы задается над полем $GF(p^m)$ вида

$$g(x) = g_0 + g_1x + g_2x^2 + \dots + g_tx^t = \sum_{i=0}^t g_i x^i, \quad (4)$$

где $g_i \in GF(p^m)$, а $t \in [2, \dots, (n-1)/d]$.

Также задается n -размерное подмножество L над расширением поля $GF(p^m)$: $L = [\alpha_1, \dots, \alpha_n] \subseteq GF(p^m)$, для которого справедливо выражение $g(\alpha_i) \neq 0$ при любых α_i . Для кодового слова $c = [c_0, \dots, c_n]$ над полем $GF(p^m)$ определяется функция вида $R_C(x) = \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{x - \alpha_i}$ [11].

Код Гоппы $\Gamma = \Gamma(L, g)$ состоит из всех кодовых слов $c = (c_1, \dots, c_n)$, удовлетворяющих условию $R_C(x) = 0 \pmod{g(x)}$. Размерность k кода Гоппы $\Gamma(L, g)$ длины n , $k \geq (n-mt)$, а минимальное расстояние кода $d \geq (t-1)$.

Проверочная матрица кода Гоппы $\Gamma(L, g)$ имеет следующий вид

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1/g(\alpha_1) & \cdots & 1/g(\alpha_n) \\ \alpha_1/g(\alpha_1) & \cdots & \alpha_n/g(\alpha_n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1^{t-1}/g(\alpha_1) & \cdots & \alpha_n^{t-1}/g(\alpha_n) \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Если полином Гоппы представляет из себя неприводимый полином $g(x)$ над полем $GF(2^m)$, тогда минимальное расстояние такого кода $d \geq (2t+1)$. В случае $d = (2t+1)$ код Гоппы способен исправить $t = \frac{(2t+1)-1}{2}$ ошибок в слове длиной $(n-mt)$, используя ключи размером n [11]. В криптологических приложениях используется неприводимый бинарный код Гоппы с параметрами $[n, k, d] = [n, n-mt, 2t+1]$.

Для декодирования двоичного кода Гоппы используется быстрый алгоритм Питерсона-Горенстейна-Цирлера [12], который сводит задачу исправления t ошибок к решению системы из t линейных уравнений (сложность такого декодирования пропорциональна t^3) и способен эффективно исправлять ошибки (он исправляет все t обнаруженные ошибки) и достаточно прост в реализации. Алгоритм Питерсона-Горенстейна-Цирлера преобразует синдром в вектор ошибок. Предполагается, что синдром двоичного слова $c = (c_0, \dots, c_{n-1})$ описывается выражением

$$s(x) = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{c_i}{x - L_i} \pmod{g(x)}. \quad (6)$$

Альтернативная форма матрицы контроля честности основана на формуле для $s(x)$ и может быть использована для создания такого синдрома с простым произведением матриц. Алгоритм производит расчет $v(x) = \sqrt{s(x)^{-1} - x} \bmod g(x)$.

При использовании расширенный алгоритм Евклида [13], $v(x)$ сводится к полиномам $a(x)$ и $b(x)$ таким образом, что $a(x) \equiv b(x) \cdot v(x) \bmod g(x)$ при выполнении условий $\deg(a) \leq [t/2]$ и $\deg(b) \leq [t-1/2]$. Полином, определяющий расположение ошибок, описывается выражением

$$\sigma(x) = a(x)^2 + x \cdot b(x)^2. \quad (7)$$

Следует отметить, что в двоичном коде Гоппы для исправления ошибок достаточно их найти, так как существует только одно отличное значение. В случае, если исходный ключ был декодирован, а также $\mathbf{e} = (e_0, e_1, \dots, e_{n-1})$ – двоичный вектор ошибок, тогда

$$\sigma(x) = \prod_{i=0}^{n-1} e_i (x - L_i). \quad (8)$$

Разложение на множители или оценка всех корней $\sigma(x)$ позволяет получить достаточное количество информации, чтобы восстановить вектор ошибок и исправить их. Двоичные коды Гоппы, представляющие собой особый случай кодов Гоппы, обладают интересным и важным свойством: коды исправляют все $\deg(g)$ ошибок. Троичные и прочие коды исправляют только $\deg(g)/2$ ошибок. Асимптотически такая способность двоичных кодов Гоппы к исправлению ошибок соответствует известной границе Варшамова-Гилберта, т.е. границе, гарантирующей возможность построения кодов с некоторыми параметрами [12].

Благодаря высокой способности исправлять ошибки с учетом высокой скорости кодирования и сложной формы матрицы проверки на четность (которую обычно трудно отличить от случайной двоичной матрицы того же ранга) двоичные коды Гоппы используются в нескольких постквантовых криптосистемах, в частности, в криптосистеме McEliece [14] и криптосистеме Нидеррайтера [15].

Реализация шифрования в криптосистеме McEliece может быть осуществлена следующим образом (рисунок 4).

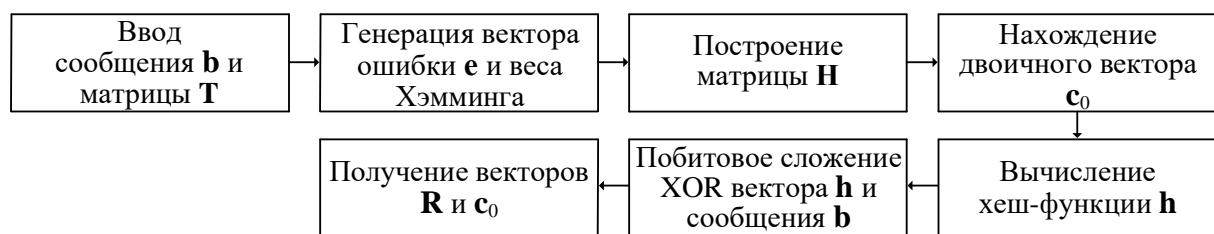


Рис. 4. Вариант реализации шифрования в криптосистеме McEliece

На вход устройства шифрования (шифратора) подается сообщение **b** длины 256 бит, которое необходимо зашифровать, и матрица **T**. Алгоритм шифрования включает следующие процедуры:

1) генерируется случайный двоичный вектор-столбец ошибки **e** длины n и веса Хэмминга $\tau = (d_G - 1)/2$;

2) формируется матрица $\mathbf{H} = [\mathbf{E} \quad \mathbf{T}]$,

где \mathbf{E} – единичная матрица; \mathbf{T} – матрица (открытый ключ системы шифрования);

3) находится двоичный вектор \mathbf{c}_0 длины mt

$$\mathbf{c}_0 = \mathbf{H} \cdot \mathbf{e}; \quad (9)$$

4) вычисляется результат хеш-функции (например, SHA256) \mathbf{h} длины 256 бит от вектора \mathbf{e}

$$\mathbf{h} = \text{Hash}(\mathbf{e}); \quad (10)$$

5) находится результат побитового сложения XOR вектора \mathbf{h} и сообщения \mathbf{b}

$$\mathbf{R} = \mathbf{b} \oplus \mathbf{h}. \quad (11)$$

В результате шифрования будут получены векторы \mathbf{R} и \mathbf{c}_0 .

Реализация дешифрирования может быть осуществлена следующим образом (рисунок 5).

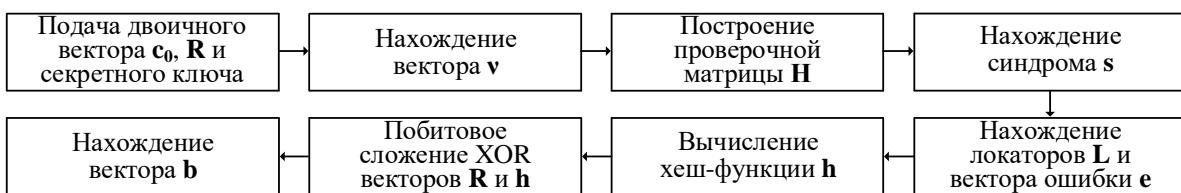


Рис. 5. Вариант реализации дешифрирования

На вход устройства дешифрирования (дешифратора) подаются двоичный вектор \mathbf{c}_0 длины mt бит, вектор \mathbf{R} длины 256 бит, а также секретный ключ, который состоит из множества локаторов L и многочлена Гоппы $G(x)$. Алгоритм дешифрования включает следующие процедуры:

- 1) находится вектор \mathbf{v} длины n $\mathbf{v} = (\mathbf{c}_0, 0, 0, \dots, 0)$, где количество добавляемых нулей равно $k = n - mt$;
- 2) строится проверочная матрица \mathbf{H} , используя соотношение (5);
- 3) находится синдром $s = \mathbf{H}\mathbf{v}^T$;
- 4) для полученного синдрома находится многочлен локаторов позиций ошибок по одному из известных алгоритмов (Берлекэмпа–Месси [16], расширенному алгоритму Евклида [13], Питерсона–Горенстейна–Цирлера [12]) с учетом не единичной степени локаторов позиций, и далее находится вектор \mathbf{e} длины n с помощью процедуры Чена [14];
- 5) вычисляется результат хеш-функции длины 256 бит $\mathbf{h} = \text{Hash}(\mathbf{e})$;
- 6) находится результат побитового сложения XOR вектора \mathbf{h} и вектора \mathbf{R}

$$\mathbf{b} = \mathbf{R} \oplus \mathbf{h}. \quad (12)$$

В результате дешифрования получаем вектор \mathbf{b} .

Система избирательного вызова (СИВ) может быть реализована на Ш и ДШ как отечественного, так и зарубежного производства: отечественные шифраторы на базе микросхем К155ИВ3, К555ИВ3 (импортные аналоги – SN74LS147, SN74LS148); отечественные дешифраторы на базе микросхем К155ИД4, К555ИД6 (импортные аналоги – SN74LS155, SN74LS42) [17]. Однако бурное развитие сетевых технологий и вовлечение в это иностранных специалистов привели к необходимости повышения эффективности принципов криптографической защиты данных.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проанализированы особенности проектирования УСВ в рамках модернизации бортовой радиостанции УКВ диапазона, рассмотрена возможность использования шифраторов и дешифраторов на основе кодов Гоппы, а также возможность повышения криптостойкости элементов проектируемого устройства. Обоснованы структурные и функциональные схемы устройства селективного вызова УКВ-радиостанций, алгоритмы функционирования шифраторов и дешифраторов, а также возможности их реализации на различных отечественных и импортных микросхемах. Результаты данной работы могут быть использованы в авиационных и аэрокосмических системах радиосвязи, а также в телекоммуникационных и мобильных системах защиты информации.

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. Скрипник И.В. Опыт разработки и направления развития радиосвязного оборудования для пилотируемой и беспилотной авиации // Электросвязь. – 2022. – № 3. – С. 24–29.
3. Леньшин А.В., Шаталов Е.В. Методика обеспечения показателей надежности перспективного бортового комплекса средств связи // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2023. – № 2. – С. 5–13.
4. Леньшин А.В. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы: учебник. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2023. – 636 с.
5. Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В., Савченко М.П., Тихомиров Н.М. Модернизация синтезаторов частот радиостанции УКВ радиосвязи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – № 9. – С. 20–27.
6. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Методологические аспекты оценки надежности авиационных систем радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Телекоммуникации. – 2020. – № 4. – С. 8–15.
7. What is DTMF tone? – URL: <https://docs.yandex.ru/docs/view?tm=1707927153&Dual-Tone-Multi-Frequency-Signalling.pdf>.
8. Брауде-Золотарев Ю.М. Абсолютно криптостойкие и самые простые шифраторы // Электросвязь. – 2010. – № 3. – С. 55–57.
9. Синицын М.О., Москвитина О.В., Кочегаров И.И., Ермекбаев С.Ш., Кузина Е.А. Использование криптографических систем в бортовой аппаратуре // Надежность и качество. – 2017. – Том 1. – С. 153–154.
10. Гоппа В.Д. Введение в алгебраическую теорию информации. – М.: Физматлит, 1995. – 112 с.
11. Гладких А.А., Дементьев В.Е., Чилихин Н.Ю. Основы современных криптографических систем и перспективы их развития: учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2020. – 214 с.
12. Кудряшов Б.Д. Основы теории кодирования: учебное пособие. – СПб.: БХВ-Петербург, 2016 – 400 с.
13. Виноградов И.М. Основы теории чисел. – Москва–Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2003. – 176 с.
14. Носков И.К., Бессатеев С.В. Эффективная реализация современной криптосистемы Мак-Элиса, построенной на обобщенных (L, G)-кодах // Научно-технический

- вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2020. – Т. 20. – № 4. – С. 539–544.
15. Niederreiter H. Knapsack-type cryptosystems and algebraic coding theory // Problems of Control and Information Theory. – 1986. – V. 15. – № 2. – Pp. 159–166.
 16. Massey J. Shift-register synthesis and BCH decoding // IEEE Transactions on Information Theory. – 1969. – V. 15. – № 1. – Pp. 122–127.
 17. URL: <https://cxem.net/sprav/sprav48.php?ysclid=lsc0a347rz240091858>.

REFERENCES

1. On-board electronic systems. Fundamentals of construction: a 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. Skripnik I.V. Experience in the development and directions of development of radio communication equipment for manned and unmanned aircraft // Telecommunications. – 2022. – No. 3. – Pp. 24–29.
3. Lenshin A.V., Shatalov E.V. Methodology for ensuring reliability indicators of a promising on-board communications complex // Radio engineering and telecommunication systems. – 2023. – No. 2. – Pp. 5–13.
4. Lenshin A.V. Airborne electronic warfare systems: textbook. – Voronezh: CPI «Scientific Book», 2023. – 636 p.
5. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V., Savchenko M.P., Tikhomirov N.M. Modernization of frequency synthesizers of the VHF radio station // T-Comm: Telecommunications and transport. – 2022. – No. 9. – Pp. 20–27.
6. 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.
7. What is DTMF tone? – URL: <https://docs.yandex.ru/docs/view?tm=1707927153&Dual-Tone-Multi-Frequency-Signalling.pdf>.
8. Braude-Zolotarev Yu.M. Absolutely cryptographic and the simplest encoders // Telecommunication. – 2010. – No. 3. – Pp. 55–57.
9. Sinitsyn M.O., Moskvitina O.V., Kochegarov I.I., Ermekbaev S.Sh., Kuzina E.A. The use of cryptographic systems in on-board equipment // Reliability and quality. – 2017. – Volume 1. – Pp. 153–154.
10. Goppa V.D. Introduction to the algebraic theory of information. – M.: Fizmatlit, 1995. – 112 p.
11. Gladkikh A.A., Dementyev V.E., Chilikin N.Yu. Fundamentals of modern cryptographic systems and prospects for their development: a textbook. – Ulyanovsk: UISTU, 2020. – 214 p.
12. Kudryashov B.D. Fundamentals of coding theory: a textbook. – St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2016. – 400 p.
13. Vinogradov I.M. Fundamentals of number theory. – Moscow–Izhevsk: SIC «Regular and chaotic dynamics», 2003. – 176 p.
14. Noskov I.K., Bezzateev S.V. Effective implementation of the modern Mcelys cryptosystem based on generalized (L, G) codes // Scientific and Technical Bulletin of information Technologies, mechanics and Optics. – 2020. – Vol. 20. – No. 4. – Pp. 539–544.
15. Niederreiter H. Knapsack-type cryptosystems and algebraic coding theory // Problems of Control and Information Theory. – 1986. – V. 15. – № 2. – Pp. 159–166.
16. Massey J. Shift-register synthesis and BCH decoding // IEEE Transactions on Information Theory. – 1969. – V. 15. – № 1. – P.p 122–127.
17. URL: <https://cxem.net/sprav/sprav48.php?ysclid=lsc0a347rz240091858>.

СИГНАЛ СИНХРОНИЗАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЙ В ЦИФРОВЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ И ОБОРУДОВАНИИ

К. А. Батенков

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия

Аннотация. Указывается, что в телекоммуникациях синхронизация – это средство поддержания работы всего цифрового оборудования в сети связи на одной средней скорости. Подчеркивается, что из-за неизбежных возмущений, таких как флуктуации фазы генератора, реальные синхросигналы являются псевдопериодическими, то есть временные интервалы между последовательными однотипными фазовыми моментами имеют незначительные вариации.

Ключевые слова: синхронизация, сеть связи, генератор, синхросигнал, цифровая временные интервалы.

SYNCHRONIZATION SIGNAL USED IN DIGITAL TRANSPORT NETWORKS AND EQUIPMENT

K. A. Batenkov

MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia

Abstract. It is indicated that in telecommunications, synchronization is a means of maintaining the operation of all digital equipment in the communication network at the same average speed. It is emphasized that due to unavoidable disturbances, such as fluctuations in the oscillator phase, real synchro signals are pseudoperiodic, that is, the time intervals between successive similar phase moments have insignificant variations.

Keywords: synchronization, communication network, generator, sync signal, digital time intervals.

1. ВВЕДЕНИЕ

Синхронизация – (от греч. *synchronos* – одновременный) приведение двух или нескольких процессов к синхронности, то есть такому их протеканию, когда одинаковые или соответствующие элементы процессов совершаются с неизменным сдвигом по фазе друг относительно друга [1].

В телекоммуникациях *синхронизация* – это средство поддержания работы всего цифрового оборудования в сети связи на одной средней скорости [2]. Синхронизация должна существовать на трех уровнях: битовая синхронизация, синхронизация на уровне канальных интервалов (time slot) и кадровая синхронизация.

Точная работа и тщательное планирование систем синхронизации требуются не только для предотвращения возникновения неприемлемых рабочих характеристик, но и ослабления скрытых, дорогостоящих и трудноопределенных проблем и уменьшения малозаметных взаимных влияний сетей различного подчинения.

В нормальном режиме работы оборудование SDH содержит генератор сетевого элемента, управляемый первичным эталонным генератором [3]. В общем случае генератор сетевого элемента (SEC – SDH equipment clock) получает несколько синхросигналов со входов. Аналогично вторичному задающему генератору в случае выхода из строя всех связей между первичным эталонным генератором и генератором сетевого элемента, последний способен поддерживать работу оборудования в заданных пределах производительности (режим удержания).

Существует два варианта реализации генератора сетевого элемента SEC. Вариант 1 применяется в сетях SDH, оптимизированным для европейской иерархии, основанной на скорости 2048 кбит/с. Вариант 2 применяется в сетях SDH, оптимизированным для североамериканской иерархии, основанной на скорости 1544 кбит/с.

2. Виды сигналов синхронизации

Сигнал синхронизации (timing signal, синхросигнал, тактовый сигнал) – периодический сигнал, вырабатываемый тактовым генератором и используемый для синхронизации операций в цифровом оборудовании и сетях [4, 5]. Из-за неизбежных возмущений, таких как флуктуации фазы генератора, реальные синхросигналы являются псевдопериодическими, то есть временные интервалы между последовательными однотипными фазовыми моментами имеют незначительные вариации. Математическое представление синусоидального синхросигнала (рис. 1)

$$s(t) = A \sin \Phi(t),$$

где A – амплитуда синхросигнала;

$\Phi(t)$ – полная фаза синхросигнала.

Для прямоугольного синхросигнала (рис. 1) справедливо соотношение

$$s(t) = A \operatorname{sgn}[\sin \Phi(t)],$$

где $\operatorname{sgn} x = \begin{cases} 1, & x > 0, \\ 0, & x = 0, \\ -1, & x < 0, \end{cases}$ – функция сигнум [6, 7].

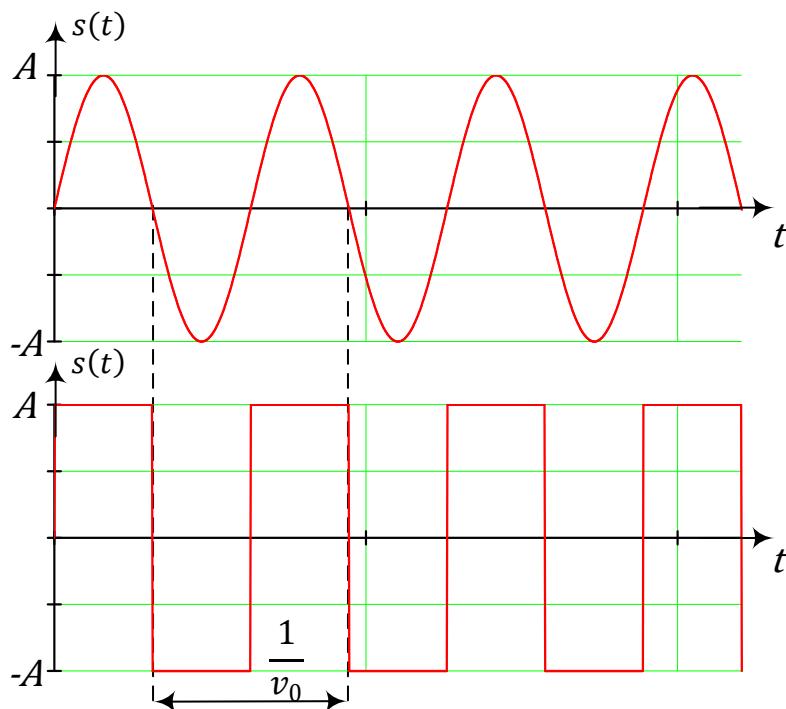


Рис. 1. Синусоидальный и прямоугольный синхросигналы

3. ПОКАЗАТЕЛИ НЕДОСТОВЕРНОСТИ СИГНАЛОВ СИНХРОНИЗАЦИИ

Мгновенная частота $v(t)$ синхросигнала в общем случае зависит от времени [8]

$$v(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt}.$$

Относительное отклонение частоты $y(t)$ (*fractional frequency deviation*) – отношение разности между фактической частотой $v(t)$ сигнала и заданной номинальной частоты v_0 к номинальной частоте v_0

$$y(t) = \frac{|v(t) - v_0|}{v_0}.$$

Следует отметить, что данное определение несколько отличается от приведенного в существующих документах [4, 8, 9], в которых не рассматривается разность в абсолютных единицах. В то же время отклонение частоты может быть как положительным, так и отрицательным, причем знак отклонения не имеет принципиального значения, поскольку одинаково вредно как снижение скорости записи или считывания так и ее увеличение.

Погрешность частоты y_m (*frequency accuracy*) – максимальная величина относительного отклонения частоты $y(t)$ за заданный период времени τ

$$y_m = \max_{0 \leq t \leq \tau} y(t).$$

Погрешность частоты включает в себя начальное смещение частоты и эффекты, связанные с износом (старением) и воздействием окружающей среды.

Модель полной (обобщенной) мгновенной фазы имеет вид [4]:

$$\Phi(t) = \Phi_0 + 2\pi v_0(1 + y_0)t + \pi D v_0 t^2 + \varphi(t),$$

где $y_0 = y(0)$ – начальный относительный сдвиг частоты от номинального значения v_0 ;

D – скорость линейного дрейфа относительного значения частоты;

$\varphi(t)$ – стохастический процесс случайного отклонения фазы [8].

В идеальном случае полная фаза $\Phi(t)$ оказывается линейной функцией времени, а мгновенная частота – константой

$$\Phi(t) = 2\pi v_0 t + \Phi_0, v(t) = v_0,$$

где $\Phi_0 = \Phi(0) - \varphi(0)$ – начальный сдвиг фазы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе кратко описаны виды сигналов синхронизации и показатели качества их измерения. В дальнейшем планируется для реального телекоммуникационного оборудования исследовать вопрос о преимуществах использования того или иного типа сигналов, показатели качества которых зависят как от частотных свойств каналов связи, так и применяемых методов восстановления самого сигнала синхронизации, например, систем фазовой автоподстройки частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Большая советская энциклопедия / гл. ред А. М. Прохоров. – 3-е изд. – М. : Советская энциклопедия, 1975. – Т. 19. – 647 с.
2. Сообщение по применению 1264-1. Синхронизация телекоммуникационных сетей: основные понятия. – Hewlett-Packard, 1995. – 26 р.
3. Rec. G.813. Timing characteristics of SDH equipment slave clocks (SEC). – 2003–03. – Geneva : ITU-T, 2003. – 36 р.
4. Rec. G.810. Definitions and terminology for synchronization networks. – 1996–08. – Geneva : ITU-T, 1996. – 27 р.
5. Батенков К. А. Дискретные отображения модели непрерывного канала связи на основе обобщенного ряда Фурье // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 43. С. 12-20.
6. Бронштейн И. Н., Семеняев К. А. Справочник по математике. – М. : Наука, 1964. – 608 с.
7. Воднев В. Т., Наумович А. Ф., Наумович Н. Ф. Основные математические формулы. Справочник. – Минск : Вышэйшая школа, 1988. – 269 с.

8. Брени С. Синхронизация цифровых сетей связи / Стефано Брени ; Пер. с англ. Н. Л. Бирюкова, С. Я. Несвитской, Н. Р. Триски ; Под ред. А. В. Рыжкова. – М. : Мир, 2003. – 417 с.
9. Инструкция по метрологическому обеспечению первичных эталонных генераторов (ПЭГ) системы сетевой тактовой синхронизации (ТСС) : Утв. Минсвязи России 26.10.99. – Москва : МК-Полиграф, 2000. – 56 с.

REFERENCES

1. The Great Soviet Encyclopedia / ch. ed. A.M. Prokhorov. – 3rd ed. – M.: Soviet Encyclopedia, 1975. – Vol. 19. – 647 p.
2. Application Notice 1264-1. Synchronization of telecommunication networks: basic concepts. – Hewlett-Packard, 1995. – 26 p.
3. Rec. G.813. Timing characteristics of SDH equipment slave clocks (SEC). – 2003–03. – Geneva : ITU-T, 2003. – 36 p.
4. Rec. G.810. Definitions and terminology for synchronization networks. – 1996–08. – Geneva : ITU-T, 1996. – 27 p.
5. Batenkov K. A. Discrete mappings of a continuous communication channel model based on a generalized Fourier series // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University. 2013. No. 43. pp. 12-20.
6. Bronstein I. N., Semendyaev K. A. Handbook of Mathematics. – M. : Nauka, 1964. – 608 p.
7. Vodnev V. T., Naumovich A. F., Naumovich N. F. Basic mathematical formulas. Guide. – Minsk : Higher School, 1988. – 269 p.
8. Breni S. Synchronization of digital communication networks / Stefano Breni ; Translated from English by N. L. Biryukova, S. Ya. Nesvitskaya, N. R. Trisky ; Edited by A.V. Ryzhkov. – M. : Mir, 2003. – 417 p
9. Instructions for metrological support of primary reference generators (PEG) of the network clock synchronization system (TSS) : Approved. Ministry of Communications of the Russian Federation 26.10.99. – Moscow : MK-Polygraph, 2000. – 56 p.

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СПУТНИКОВЫМИ СЕТЬЯМИ С ЭЛЕМЕНТАМИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

О.А. Симонина¹, А.Д. Скорик²

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Россия

²АО "НПЦ "Вигстар", Москва, Россия

Аннотация. В докладе проведён анализ задач, которые можно решать с использованием ИИ в телекоммуникационных сетях. Показано, что задачи управления сетью спутниковой связи можно разделить на задачи мониторинга, прогнозирования (краткосрочного и долгосрочного) и планирования. Предложено использовать распределенный способ реализации платформ ИИ: задачи мониторинга и краткосрочного прогнозирования решать на борту или в пользовательском терминале, задачи долгосрочного прогнозирования и планирования – в ЦУП.

Ключевые слова: спутниковые системы связи, система управления, искусственный интеллект, нейронные сети

MANAGEMENT TASKS USING ARTIFICIAL INTELLIGENCE IN SATELLITE COMMUNICATION NETWORKS

O.A. Simonina¹, A. D.Skorik²

¹Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint-Petersburg, Russia

²JSC "NPC "Vigstar", Moscow, Russia

Abstract. This paper analyzes the potential applications of artificial intelligence (AI) in satellite network management. We demonstrate that the management of satellite communication networks can be divided into three main categories: monitoring, short- and long-term forecasting, and planning. We propose a distributed approach to implementing AI solutions, with short-term monitoring and forecasting tasks handled on-board or in user terminals, and long-range forecasting and planning carried out in the ground control center (MCC).

Keywords: satellite communication, network control, artificial intelligence, neural networks

1. ВВЕДЕНИЕ

Вопросы автоматизации и управления в технических системах относятся к классическим задачам. За прошедшие десятилетия, в течение которых были достигнуты серьёзные успехи в теории управления, в том числе сетей связи, такие задачи решались как оптимизационные, часто многокритериальные. При этом решение оптимизационной задачи начинается с выбора критериев и задания целевой функции. До недавнего времени принципы управления сетями связи, а, следовательно, и подходы к постановке и решению оптимизационных задач рассматривались как стабильные. Однако уже к 2010-м годам это привело к некоторым противоречиям, таким как, например, отсутствие методики расчёта покрытия мобильной сотовой связи LTE в силу возможности использования существующих методов GSM, или использование методологии на основе закона Эрланга при расчёте пакетных сетей. Данный кризис обусловлен сложностью возникающих моделей, если рассматривать их с привычной точки зрения.

Однако использование методов искусственного интеллекта, например, нейронных сетей или нечёткой логики, позволяет решать задачу иначе, выявляя скрытые закономерности и подбирая критерии и их весовые коэффициенты в рамках решения оптимизационной задачи исходя из желаемого результата. Данный подход стал возможен из-за появления достаточных вычислительных мощностей и новых технических средств. Сегодня возможны как программная, так и аппаратная реализации алгоритмов искусственного интеллекта, ведутся работы по уменьшению требований к вычислительной мощности и времени выполнения расчётов с минимальной потерей точности [1, 2]. Программная реализация позволяет использовать разработанные библиотеки, формализуя процесс разработки нейронной сети [3, 4], а аппаратные средства сейчас представлены как GPU, TPU, ASIC и FPGA [5] в зависимости от требований к размерам и быстродействию систем, а также финансовых возможностей разработчика.

В силу ограничений, обусловленных соотношением габаритные размеры/стоимость/потребляемая мощность, часто нет возможности реализовывать требовательные к ресурсам вычисления на борту, поэтому появляется класс новых задач, связанных с применением искусственного интеллекта (ИИ) в современных спутниковых системах связи.

2. АНАЛИЗ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ В СПУТНИКОВЫХ СЕТЕЯХ СВЯЗИ

Несмотря на интерес к методам ИИ в современных системах связи, остаётся настороженность многих разработчиков, и прежде всего она связана с выбором задач, которые можно решать новыми методами.

Ещё в 2003 году в работе [6] было отмечено, что основными свойствами нейронных сетей является возможность аппроксимации любой функции действительных чисел с заданной точностью. Там же автором приводится сравнение методов на основе нейронных сетей и классических методов решения задач управления. Исходя из данного сравнения, у нейронных сетей наихудшая скорость сходимости по сравнению с управлением с обратной связью и регулируемыми коэффициентами и адаптивным управлением по Ляпунову, но при этом наилучшая работа в реальном времени и рабочесть. Там же авторами отмечается четыре основных направления применения нейронных сетей в телекоммуникационных системах: управление коммутацией, маршрутизацией, трафиком и распределение ресурсов.

В последние годы определился круг задач, традиционно решаемых с использованием нейронных сетей. Это прежде всего задачи распознавания, как графических сцен и различных наблюдаемых объектов [7-9], так и радиосигналов [10]. Также предлагается управлять положением объекта по время движения [11].

В документе [12] отмечаются следующие направления использования нейронных сетей применительно к спутниковым системам связи:

1. Спутники с возможностью конфигурации и реконфигурации собственной структуры.
2. Организация кластеров взаимодействующих и маневрирующих спутников.
3. Объединение кластеров в структуру более высокого порядка, т.е. переход к созвездиям спутников.
4. Использование модульного подхода с элементами концепции SON.
5. Интеграция сервисов (служб) в единую взаимоувязанную систему.

Каждое из этих направлений включает в себя ряд более конкретных задач, которые можно решать с использованием алгоритмов ИИ.

Учитывая возможность коммерциализации, в частности, на основе решений ПАО «Ростелеком», можно выделить следующие задачи для реализации с использованием ИИ:

1. Идентификация трафика с минимизацией задержки на этот процесс.

Однако в настоящее время данная задача успешно реализуется в реальном времени системами DPI (Deep Packet Inspection), тем более что основным источником задержек в любых сетях связи являются не алгоритмы обработки, в процессы в буферах устройств, методы профилирования трафика и маршрутизация. Также для спутниковых систем свойственно работать с учётом довольно больших задержек на распространение и управление доступом к ресурсам. Таким образом, данный пункт можно исключить из списка приоритетных при определении интеллектуальных сервисов спутниковых систем связи.

2. Системный онлайн мониторинг сети связи: от потока данных (в том числе виртуального) до многопараметрических моделей сегмента сети с множеством устройств и систем. Данное направление применительно к спутниковому сегменту, но является частью более большой задачи, такой как управление ресурсами в реальном времени и, соответственно, рассматриваться как подзадача создания систем управления спутниковым IoT (Internet of Things).

3. Кратковременное и долговременное прогнозирование нагрузки как на элементы сети, так и на целые сегменты. Такая задача крайне важна в случае наличия большого количества подвижных абонентов, появляющихся и исчезающих из сети, изменяющих объёмы потребляемого и передаваемого трафика, причём чем больше устройств, тем сложнее задача. Учитывая, что в настоящее время в рамках Дорожной карты развития «сквозной» цифровой технологии «Технологии беспроводной связи» [13] развитие спутникового IoT находится на начальной стадии, работы в области управления ресурсами в реальном времени с использованием нейронных сетей могут позволить перейти на новый уровень управления сетью.

4. Кратковременное и долговременное прогнозирование поведения потоков передачи данных на уровне передачи данных и служебных потоков на уровне управления. Учитывая фрактальные процессы в пакетных сетях, порождающие высокую степень пачечности трафика, как пользовательского, так и служебного, данная задача актуальна для любых сегментов современной сети: проводных и беспроводных, любого масштаба и назначения. Отметим, что высокая пачечность в пакетных сетях в настоящее время делает долговременные прогнозы приблизительными. Если с использованием методов ИИ удастся выявить скрытые корреляционные зависимости, особенно для агрегированных потоков, то это позволит существенно развить методы управления сетевыми элементами и пропускными способностями сетей. Одним из эффектов также может стать существенное уменьшение задержек, обусловленных маршрутизацией и буферизацией на узлах.

5. Эффективное распределение радиоресурсов покрытия с прогнозированием нагрузки на зоны обслуживания. Задача радиопланирования крайне актуальна для решения с помощью ИИ, что связано с крайне большим объёмом вычислений и довольно приблизительным результатом. При радиопланировании сложно учесть все факторы, влияющие на прохождение сигнала, поэтому часто оптимизация покрытия производится ручным методом после измерений развернутой сети.

6. Повышение качества радиосигнала с помощью прогнозных кодеков физического уровня. Борьба за качество радиосигнала – это одна из самых сложных задач в радиотехнике, так как существует множество факторов, порождающих битовые ошибки. Цифровизация предоставляет возможность использовать различные методы модуляции, помехоустойчивого кодирования и т.д., при этом выбор походящей модуляционно-кодирующей схемы для реализации радиоканала с заданным качеством является сложной инженерной задачей, на решение которой

может уходить чувствительное количество времени и ресурсов. Более того, в случае использования ИИ методы повышения качества радиосигнала могут эволюционировать быстрее.

7. Кратковременное и долговременное прогнозирование потребностей пользователей в тех или иных услугах, размеров и характеристик трафика пользователя. Данная задача актуальна для уровня доступа любой сети. Если вернуться к Дорожной карте [13] и рассмотреть необходимость эволюционного развития спутникового IoT, то данная задача крайне актуальна для спутниковых систем связи.

8. Прогнозирование передвижения пользователя географически, а также формирование модели его предпочтений в контенте. Эта задача состоит из двух подзадач: слежение за пользователем и прогнозирование нагрузки от пользователя. Задачу прогнозирования нагрузки можно решать единым методом во всей сети (п.7), а задача прогнозирования движения пользователя будет сильно зависеть от его степени подвижности и скорости перемещения. Прогнозирование подвижности абонентов специальной спутниковой сети может дать ряд преимуществ системе и в некоторых случаях и потенциально станет необходимостью, однако такая информация может стать объектом защиты информации. Решение о полноте и деталях циркулирующей в системе информации подлежит обсуждению и уточнению на этапах проектирования системы. Таким образом, в спутниковых сетях связи данная задача может быть решена, но встает вопрос физического размещения системы прогнозирования и организации вопросов защиты и хранения информации.

9. Распознавание и прогнозирование атак злоумышленников на систему с формированием опережающей реакции на возможную атаку. Данная проблема для специализированных спутниковых систем связи станет одной из приоритетных, вместе с тем, в силу архитектурных особенностей системы, следует ожидать особых способов и методов проведения атак на спутниковые сегменты в ближайшие несколько лет.

10. Применение технологий ИИ для согласованного распределения сервисов по сети на структурах пограничных и облачных вычислений. Данная задача является частью задачи управления ресурсами, но учитывает возможность виртуализации в спутниковых системах связи. Пока что тенденция переноса технологий проводная сеть – наземная радиосеть – спутниковая сеть позволяет прогнозировать возникновение задач управления виртуальными ресурсами. Если концепция трёхслойной спутниковой сети связи [14] будет реализована, то вопрос управления виртуальными ресурсами станет крайне востребован.

3. КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Процесс принятия управлений решений обычно [16] включает в себя этапы диагностики (в нашем случае это мониторинг), вероятностной оценки возникновения различных вариантов развития ситуации (в нашем случае это этап прогнозирования), а кроме того непосредственно принятие решения, его внедрение с обеспечением обратной связи (в нашем случае это планирование с замыканием цикла непосредственно на этап мониторинга).

Таким образом, каждому из этапов могут быть свойственные собственные специфические задачи, разделим эти задачи на классы (рисунок 1):

1. Задачи мониторинга. Служат для выявления скрытых закономерностей и раннего обнаружения аварий. Выходные данные используются как входные для задач прогнозирования.

2. Задачи прогнозирования. Это большой класс задач, включающий в себя прогнозирование поведения пользователя (абонентский доступ), характеристик потоков и нагрузки на узлах.

3. Задачи планирования. К этому типу относятся задачи радиопланирования и распределения ресурсов. Входными данными для них служат в том числе результаты задач прогнозирования. Результатом решения таких задач являются рекомендации по развитию сети.

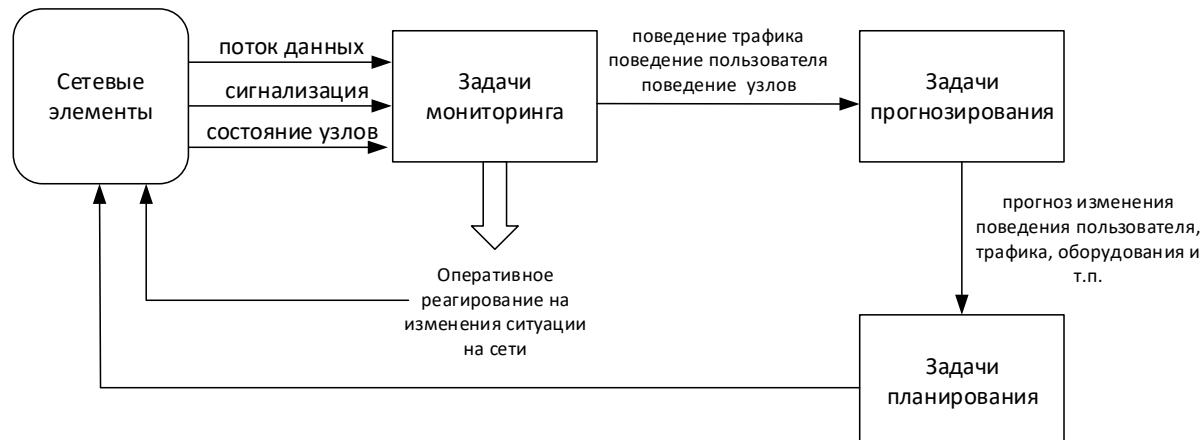


Рис. 1. Задачи ИИ в современных сетях связи

Учитывая требования, которые предъявляются в настоящее время к платформам ИИ, важной задачей является определение места расположения такой платформы. В [15] отмечается, что существует два подхода:

1. Зарубежный, направленный на использование ИИ на периферийном оборудовании, что должно позволить оперативно влиять на ситуацию, особенно в условиях неполноты информации. Такой подход порождает ряд задач, связанных с миниатюризацией платформ ИИ и снижением энергопотребления.

2. Отечественный, предполагающий расположение ИИ в ядре сети, где есть достаточное количество энергетических и вычислительных средств и нет ограничений на габаритные размеры платформ ИИ. Этот подход влечёт за собой класс задач, ориентированных на разработку протоколов передачи данных для рассылки результата вычислений периферийному оборудованию. Также такое расположение платформы ИИ позволит минимизировать принятие решения в условиях неполноты информации.

Оба эти подхода в явном виде сложно применить к спутниковым системам связи. Это связано с особенностями архитектуры спутниковых сетей, когда функции ядра сети частично находятся на борту космического аппарата. Таким образом, размещение платформы ИИ на борту будет крайне затруднительным и потребует решения большого количества дополнительных задач миниатюризации и т.п. При этом, учитывая декомпозицию задач ИИ в современных сетях и определенный подход к решению многих задач управления, можно предложить распределение задач ИИ в зависимости от функционала по разным элементам сети.

Так как результатом задач мониторинга является принятие решения об оперативном реагировании на состояние сети и предотвращение аварий. Это локальная задача, следовательно, имеет смысл решать её на периферийном оборудовании. Учитывая архитектурные особенности спутниковой сети связи, это как пользовательские терминалы, так и космические аппараты.

Задача прогнозирования разделяется на краткосрочные и долгосрочные в зависимости от типа прогноза. Краткосрочный прогноз актуален для принятия

оперативного решения, а долгосрочный имеет отношение к планированию сети. Следовательно, задача должна быть разделена на две: задачи краткосрочного прогноза решаются на борту, задачи долгосрочного прогнозирования переносятся в ЦУП и совмещаются с задачами планирования сети.

4. ДЕКОМПОЗИЦИЯ ЗАДАЧ ИИ В СПУТНИКОВЫХ СЕТЯХ

С учётом данных тезисов можно внести изменения в ранее предложенную архитектуру задачи ИИ (рис. 2).

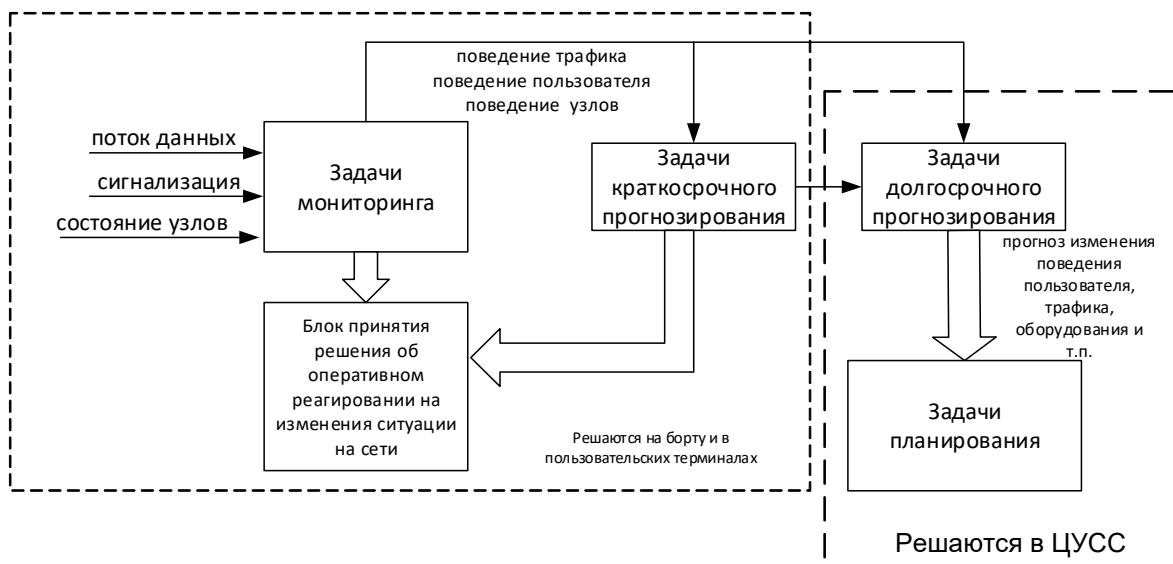


Рис. 2. Декомпозиция задач ИИ в спутниковых сетях

Данный подход также позволит более чётко сформулировать требования к протоколам передачи данных. Для задач, решаемых на борту, требуется разработка системы команд с высокими требованиями по надёжности, помехоустойчивости и задержкам. Протоколы, которые будут передавать выходные значения задачи краткосрочного прогнозирования в Центр Управления Спутниковой Сетью (ЦУСС), не будут чувствительны к задержкам, что крайне важно для пакетных сетей со спутниковыми каналами. В работе [17] отмечается, что время обучения нейронной сети может быть существенно сокращено без критического уменьшения точности, т.е. для задач с относительно небольшим количеством параметров можно искать решения с ограничением на массогабаритные характеристики и низким энергопотреблением.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе предлагается разделить все задачи управления сетью спутниковой связи на три основных типа: задачи мониторинга, задачи прогнозирования (краткосрочного и долгосрочного) и задачи планирования. В силу особенностей архитектуры спутниковой сети связи предлагается использовать распределенный способ реализации ИИ: задачи мониторинга и краткосрочного прогнозирования решать на борту или в пользовательском терминале, задачи долгосрочного прогнозирования и планирования – в ЦУСС.

В дальнейшем необходимо решить две большие задачи: 1) разработка протоколов передачи результатов работы ИИ в блок оперативного управления сетью, алгоритмов взаимодействия различных задач управления с ИИ, протоколов взаимодействия борта, пользовательского устройства и ЦУСС для обмена результатами работы системы с ИИ; 2) разработка блоков ИИ с минимальными массогабаритными параметрами и низким

энергопотреблением для размещения на борту, разработка программных ИИ для внедрения в пользовательские терминалы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Dettmers T. A full hardware guide to deep learning // Tim Dettmers. Making deep learning accessible. – URL: <http://timdettmers.com/2018/12/16/deep-learning-hardware-guide/> (дата обращения: 10.03.2024),
2. Трокоз Д. А. Алгоритм машинного обучения широких нейронных сетей с использованием алгебры гиперразмерных двоичных векторов и генетических алгоритмов //Южно-Сибирский научный вестник. – 2020. – №. 6. – С. 148-154
3. TensorFlow. An end-to-end platform for machine learning. – URL: <https://www.tensorflow.org/> (дата обращения: 10.03.2024).
4. PyTorch. NEW ANNOUNCEMENTS. – URL: <https://pytorch.org/> (дата обращения: 10.03.2024).
5. Tummalapalli D. et al. Novel Design partitioning technique for ASIC prototyping on multi-FPGA platforms using Graph Deep Learning //2022 29th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS). – IEEE, 2022. – С. 1-4.
6. Комашинский В.И., Смирнов Д.А. Нейронные сети и их применение в системах управления и связи. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 94 с.
7. Ермоленко А. В., Князев Р. И., Полушкин В. М. Детерминация примитива на кластеризованной сцене посредством синтеза матричных фильтров и градиентных алгоритмов обучения. // РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ. Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. Воронеж. 2023. Т.1. – С. 287-295.
8. Веселов Д.И., Андриянов Н.А. Математические алгоритмы предупреждения аварийных ситуаций на основе данных видеокамеры. // РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ. Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. Воронеж. 2023. Т.1. – С. 317-324.
9. Попов И. Д., Комашинский В. В., Исаева М. Н. Применение нейронных сетей в системах обнаружения вторжений //ОБРАБОТКА, ПЕРЕДАЧА И ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ В КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМАХ. – 2020. – С. 197-202.
10. Аджемов С. С., Терешонок М. В., Чиров Д. С. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием нейронных сетей //Вестник Московского университета. Серия 3. Физика. Астрономия. – 2015. – №. 1. – С. 23-28.
11. Бутов, О.А. Подготовки данных для обучения нейронной сети управляющей движением механизма / О. А. Бутов, В. М. Зуев, А. А. Никитина, С. И. Уланов // Искусственный интеллект: теоретические аспекты, практическое применение: материалы Донецкого международного научного круглого стола. - Донецк: ГУ ИПИИ, 2021
12. Арбатов А. Г. и др. Контроль над вооружениями в новых военно-политических и технологических условиях. М.: ИМЭМО РАН. 2020. – 177 с.
13. Дорожная карта развития «сквозной» цифровой технологии «Технологии беспроводной связи». Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации. Москва, 2019. – 43 с.
14. Xiaogang Q. I. et al. A survey of routing techniques for satellite networks //Journal of communications and information networks. – 2016. – Т. 1. – №. 4. – С. 66-85.
15. Скорик А.Д. Элементы искусственного интеллекта в подсистеме управления спутниковой сетью. Анализ текущего состояния, роль, место и перспективы

- внедрения. // В сборнике: Актуальные вопросы развития систем и сетей связи. Сборник материалов Всероссийской научно-технической конференции. Ставрополь, 2023. – С. 139-143.
16. Мухина Е.Р. Характеристика основных этапов рационального процесса принятия решений// Международный научно-исследовательский журнал ISSN 2303-9868. – 2015. – Выпуск 3(34). – С. 70-71.
 17. Лебедев А. В. Сокращение времени обучения многослойных нейронных сетей //Вестник российских университетов. Математика. – 2008. – Т. 13. – №. 2-3. – С. 240-243.

REFERENCES

1. Dettmers, T. (2018). A full hardware guide to deep learning. URL: <http://timdettmers.com/2018/12/16/deep-learning-hardware-guide/> (accessed on 03/10/23)
2. Trokoz, D. (2021). Algorithm of machine learning of wide neural networks using algebra of hyperdimensional binary vectors and genetic algorithms. South Siberian Scientific Bulletin, 6, 148-154.
3. TensorFlow (n.d.). An end-to-end platform for machine learning. <https://www.tensorflow.org/> (accessed on 03/10/24).
4. PyTorch (n.d.). NEW ANNOUNCEMENTS. <https://pytorch.org/> (accessed 03/10/24).
5. TummalaPalli, D., et al. (2023). Novel Design Partitioning Technique for ASIC Prototyping on Multi-FPGA Platforms Using Graph Deep Learning. In IEEE 29th International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (pp. 1-4). IEEE.
6. Komashinsky V.I. and Smirnov D.A., Neural Networks and Their Application in Control and Communication Systems. M.: Hotline-Telecom, 2003, 94 pages.
7. Ermolenko A.V., Knyazev R.I., and Polushkin V.M., "Determination of a Primitive on a Clustered Scene through the Synthesis of Matrix Filters and Gradient Learning Algorithms," in RADAR, NAVIGATION, AND COMMUNICATION: Proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference Dedicated to the 70th Anniversary of the Department of Radiophysics at VSU, Vol. 1 (Voronezh, 2023), pp. 287-295.
8. Veselov D.I. and Andriyanov N.A., "Mathematical Algorithms for Emergency Prevention Based on Video Camera Data," in the same conference, pp. 317-324.
9. Popov I.D., Komashinskiy V.V., Isaeva M.N. "Application of Neural Networks in Intrusion Detection Systems" // Processing, Transmission and Protection of Information in Computer Systems. 2020, pp. 197-202.
10. Ajemov S.S., Tereshonok M.V., Chirov D.S. "Recognition of Types of Digital Modulation of Radio Signals Using Neural Networks" // Bulletin of the Moscow State University. Series 3: Physics. Astronomy, 2015, No. 1, pp. 23-28.
11. Butov O.A., Zuev V.M., Nikitina A.A., Ulanov S.I. "Data Preparation for Training a Neural Network Controlling the Movement of a Mechanism" // Artificial Intelligence: Theoretical Aspects, Practical Application: Materials of the Donetsk International Scientific Round Table. Donetsk: IPII Press, 2021.
12. Arbatov A.G. et al., Arms Control in the New Military-Political and Technological Conditions. Moscow: IMEMO, 2020. 177 pp.
13. "Roadmap for the Development of 'End-to-End' Digital Technology: Wireless Communication Technology" by the Ministry of Digital Development, Communications, and Mass Media of the Russian Federation, Moscow, 2019 - 43 pages.
14. Xiaogang Q., I., et al. "A Survey of Routing Techniques for Satellite Networks" in the Journal of Communications and Information Networks (2016), Vol. 1, No. 4, pp. 66-85.

15. Skorik, A.D., "Elements of Artificial Intelligence in the Satellite Network Management Subsystem: Analysis of the Current State, Role, Place, and Prospects of Implementation" in "Topical Issues of Communication Systems and Networks: Collection of Materials of the All-Russia Scientific and Technical Conference" (Stavropol, 2023), pp. 139-143.
16. Mukhina E.R. "The Characteristics of the Main Stages of Rational Decision-Making Process" // Meždunarodnyj naučno-issledovatel'skij žurnal (International Research Journal) ISSN 2303-9868 (2015), Vol. 3 (34), pp. 70-71.
17. Lebedev, A.V., "Reduction of Training Time for Multilayer Neural Networks" in Bulletin of Russian Universities: Mathematics (2008), Vol. 13, No. 2-3, pp. 240-243
- 18.

СПОСОБ УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ УКВ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ OFDM СИГНАЛОВ

А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров

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

Аннотация. Рассмотрены возможности улучшения характеристик УКВ радиолинии за счет ортогонального частотного мультиплексирования, исследованы параметры радиолиний в различных условиях сигнально-помеховой обстановки на имитационной модели приемо-передатчика.

Ключевые слова: OFDM, мультиплексирование, поднесущие.

A METHOD FOR INCREASING THE SPEED OF INFORMATION EXCHANGE IN VHF RADIO NETWORKS USING OFDM SIGNALS

A. A. Muhopadov, A. V. Nesterov

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The possibilities of improving the characteristics of a VHF radio line due to orthogonal frequency multiplexing are considered, the parameters of radio lines in various conditions of a signal-interference situation on a simulated receiver-transmitter model are investigated.

Keywords: OFDM, multiplexing, subcarriers.

1. ВВЕДЕНИЕ

Системы УКВ радиосвязи играют ключевую роль в сфере обеспечения боевого управления всех видов и родов войск. Разработчики систем связи и передачи информации постоянно сталкиваются с проблемами ограниченности ресурсов канала связи (среды передачи), таких как время, пространство распространения радиоволн, диапазон частот и другие параметры. В УКВ диапазоне наиболее остро стоит проблема повышения пропускной способности канала связи или скорости передачи данных в условиях вышеперечисленных ограничений.

Радикальным решением проблемы является применение технологии ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM), которая специально разработана для увеличения скорости информационного обмена, а также для борьбы с различными видами помех при многолучевом распространении в УКВ диапазоне. При ортогональном частотном мультиплексировании один последовательный цифровой информационный поток разделяется на большое число параллельных субпотоков, каждый из которых передается на своей отдельной поднесущей [1].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Основным преимуществом OFDM по сравнению со схемой с одной несущей является ее способность противостоять сложным условиям в канале связи, узкополосными помехами и частотно-избирательным затуханием, вызванным многолучевым характером распространения.

Преимущество такого группового многочастотного сигнала еще и в том, что он может рассматриваться как множество медленно модулируемых узкополосных

сигналов, что делает возможным формирование защитных интервалов между символами, устранив таким образом межсимвольные искажения [2].

Математическая модель OFDM сигнала на интервале времени T , состоящего из N поднесущих $U_{\text{hi}}(t) = \cos(2\pi f_i t)$, модулированных символами U_i приведена ниже

$$U_c(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_{m_i} \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{Re}(U_i \cdot e^{j2\pi f_i t}) \quad (1)$$

где f_i – частота i -ой поднесущей.

На практике сигналы OFDM получают применением методов преобразования Фурье, а в качестве ортогональных поднесущих используются синусные и косинусные гармоники, кратные $1/T$, где T – длительность канальных символов.

Описанная математическая модель OFDM-сигнала характеризуется сильным перекрытием спектров соседних поднесущих, что видно из рисунка 1. Это позволяет уменьшить в два раза значение частотного разноса, по сравнению со стандартным групповым многочастотным сигналом, и во столько же раз повысить плотность передачи информации. Благодаря ортогональному методу демодуляции происходит компенсация помех от соседних поднесущих, несмотря на то что их боковые полосы взаимно перекрываются [2].

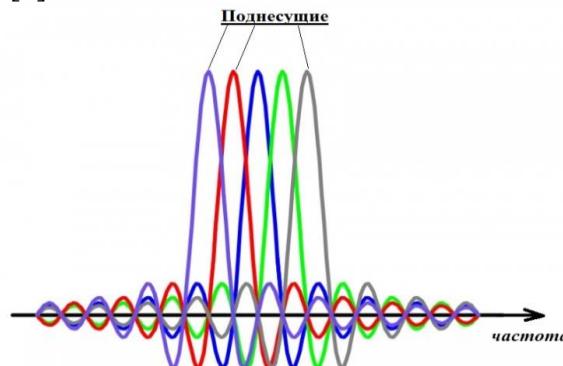


Рис. 1. Спектр OFDM сигнала.

Ортогональность обеспечивается на определенном интервале времени T и определяется условием:

$$\int_{T_c} U_{hl}(t) \times U_{hm}(t) dt = \begin{cases} \neq 0, & l = m; \\ = 0, & l \neq m. \end{cases} \quad (2)$$

На каждой из поднесущих передаваемые данные независимо друг от друга могут модулироваться с помощью любого вида манипуляции.

Для исследования особенностей приёма и передачи OFDM сигналов разработана имитационная модель приемо-передатчика в среде MatLAB. Структурные схемы этих узлов приведены на рисунках 2 и 3.

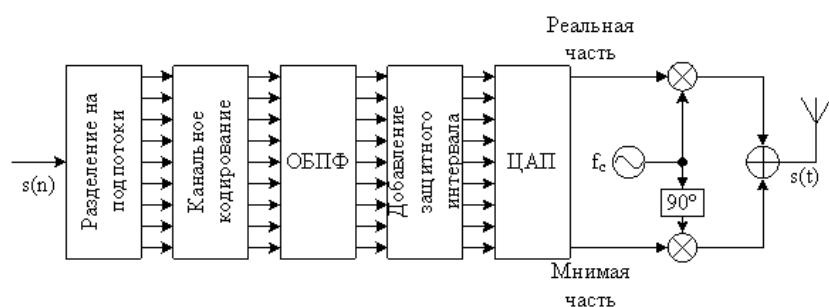


Рис. 2. Структурная схема передатчика OFDM сигналов

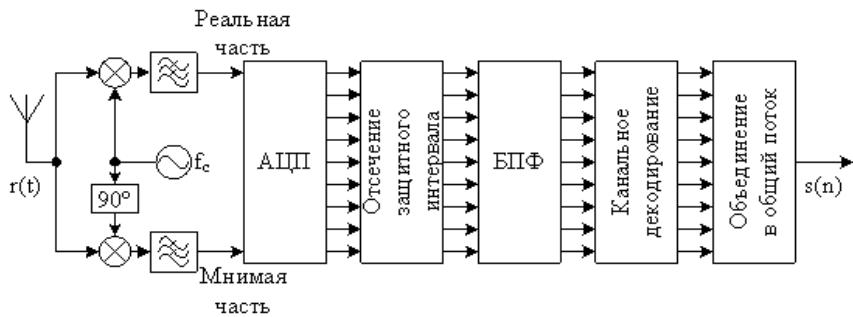


Рис. 3. Структурная схема приёмника OFDM сигналов

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

С помощью модели исследовались свойства OFDM сигналов, такие как скорость передачи информации, ширина спектра группового сигнала и помехоустойчивость. Рассматривались три основных вида манипуляции поднесущих – BPSK, QPSK и KAM-16. Для исследования помехоустойчивости производилось наложение белового гауссовского шума, имитирующего условия в канале связи, на групповой радиосигнал. Ниже на рисунках 4 и 5 приведены полученные результаты имитационного моделирования.

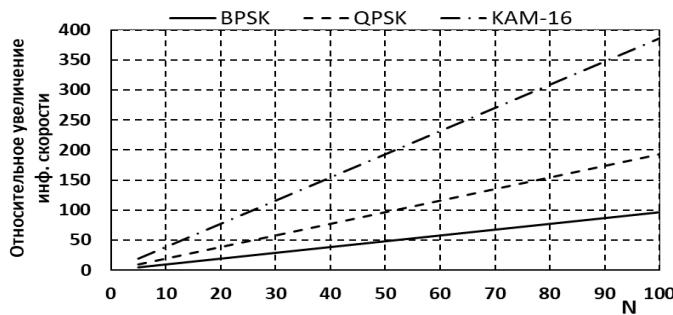


Рис. 4. Зависимость скорости передачи от количества поднесущих и позиций модуляции

Рисунок 4 отображает зависимости информационной скорости от количества поднесущих N и вида манипуляции. Он показывает, что с увеличением N пропорционально растет информационная скорость, при этом наблюдается существенная экономия спектра, по сравнению со стандартным многочастотным сигналом, что видно на рисунке 5. Еще большего увеличения скорости информационного обмена можно добиться применяя многопозиционные методы модуляции (QPSK, KAM-16), что также отражается соответствующими зависимостями на рисунке 4.

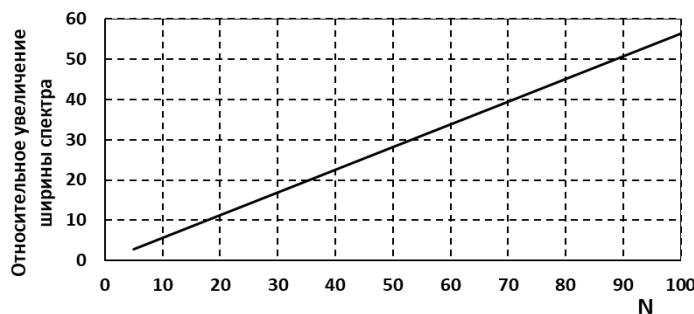


Рис. 5. Зависимость ширины спектра от количества поднесущих

С другой стороны, увеличение позиционности модуляции увеличивает скорость передачи, но в то же время снижает её помехоустойчивость, что отражается

зависимостями вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнала/помеха (рисунок 6).

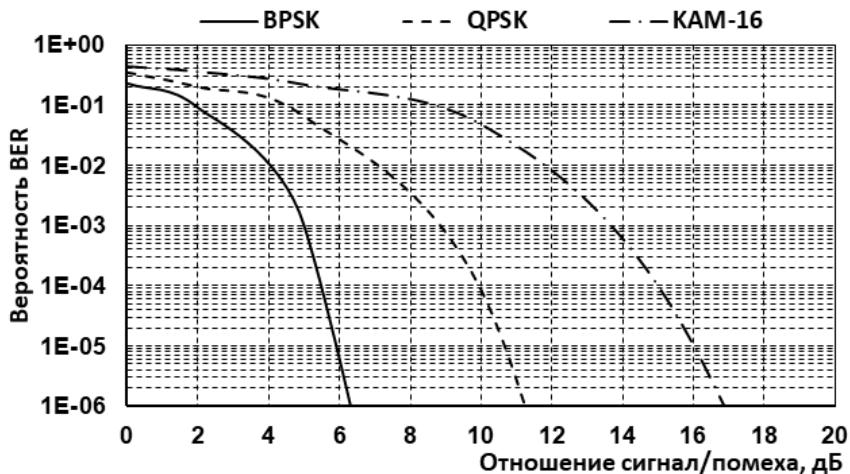


Рис. 6. Зависимости битовых ошибок от отношения сигнала/помеха.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты исследований помогут в выборе параметров используемой для передачи данных УКВ радиолинии с OFDM модуляцией. Для обеспечения качественной связи в среде, когда канал передачи мало влияет на качество распространение сигнала, наиболее приоритетным параметром очевидно является скорость передачи. Наибольшей скоростью из рассмотренных видов модуляции обладает многопозиционный сигнал КАМ-16. В условиях же малых соотношений сигнал/помеха и большой многолучевости важно обеспечить минимальное количество ошибок в ущерб скорости телеграфирования, т. е. необходимо использование видов модуляции с минимальным числом значащих позиций (двоичная манипуляция – BPSK).

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев В. Модуляция OFDM в радиосвязи // Радиолюбитель. 2008. № 9. С. 36-40.
2. Бакулин М. Г., Крейнделин В. Б., Шлома А. М., Шумов А. П. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 360 с.

REFERENCES

1. Lebedev V. Modulation OFDM in radio communications // Radio amateur. 2008. No. 9. pp. 36-40.
2. Bakulin M. G., Kreindelin V. B., Shloma A.M., Shumov A. P. Technology OFDM. Textbook for universities. M.: Hotline – Telecom, 2015. 360 p.

СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОСТИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

О.М. Лепешкин¹, О.А. Остроумов¹, И.С. Черных¹, Е.О. Лепешкин²

¹Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (Военная академия связи), Санкт-Петербург, Россия.

²Публичное акционерное общество «Информационные телекоммуникационные технологии» (ПАО «Интелтех»), Санкт-Петербург, Россия.

Аннотация. В статье рассматривается построение структурно-функциональной модели безопасности системы связи. Модель состоит из структурной модели и функциональной модели системы. Структурно-функциональная модель определяет взаимосвязь между моделями системы. Построение модели позволит определить возможность системы безопасности по выполнению задач сети передачи данных при воздействии программно-аппаратных воздействий.

Ключевые слова: система связи; функции; задачи системы безопасности; система управления; сети передачи данных; программно-аппаратные воздействия.

STRUCTURAL AND FUNCTIONAL MODEL OF DATA TRANSMISSION NETWORK SECURITY UNDER HARDWARE AND SOFTWARE INFLUENCES

O.M. Lepeshkin¹, O.A. Ostroumov¹, I.S. Chernykh¹, E.O. Lepeshkin²

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

²Public Joint Stock Company "Information Telecommunication technologies" (PJSC "Inteltech"), St. Petersburg, Russia.

Abstract. The article discusses the construction of a structural and functional model of the security of a communication system. The model consists of a structural model and a functional model of the system. The structural and functional model defines the relationship between the models of the system. The construction of the model will make it possible to determine the possibility of a security system to perform data transmission network tasks when exposed to software and hardware influences.

Keywords: communication system; functions; tasks of the security system; control system; data transmission networks; hardware and software impacts.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение современных систем управления невозможно без систем связи. Системы связи и их элементы имеют важное, иногда критическое значение для системы управления. Способность воздействовать на систему связи различных дестабилизирующих факторов, количество которых с каждым годом только растет, приводит к нарушению ее функционирования. Наиболее опасными факторами, влияющими на процесс функционирования системы связи является преднамеренные программно-аппаратные воздействия, приводящие к снижению защиты сетей передачи данных [1, 2, 3]. В настоящее время одной из часто реализуемых атак на элементы

системы связи (СС) является атака типа «отказ в обслуживании», при этом доля и разнообразие таких воздействий с каждым годом только растет.

2. Основная часть

В условиях программно-аппаратных воздействий на систему связи особое значение приобретает требования к системе по защите функционирования сети передачи данных от программных и аппаратных закладок. Обеспечение защищенности системы связи не сводится к сохранению своих характеристик в установленных нормах, а требуется обеспечение выполнения функций и задач системы с требуемым качеством, позволяющих выполнить целевое предназначение системы [4, 5, 6]. Основными элементами, обеспечивающими процесс получения данной информации, являются системы контроля этапов, алгоритмов и переходов при функционировании системы и реализация обратной связи, характеризующей возможности системы защиты на основании результатов контроля функционирования системы, обеспечить выявление и блокировку программно-аппаратных воздействий [7-10]. Процесс управления и реализация обратной связи осуществляется по каналам управления, который условно можно разделить на каналы контроля (КК) и мониторинга (КМ) и каналы только управления (КУ).



Рис. 1. Обобщенная модель функционирования СУ СС в условиях воздействия ДФ

На рисунке 1 представлена обобщенная модель взаимодействия СУ СС как части системы связи, включающая систему принятия решения (СППР), которая функционирует в условиях воздействия ДФ [10, 12], реализуемых по каналу воздействия (КВ).

Для количественной оценки функциональной защищенности сети передачи данных СС в условиях воздействия дестабилизирующих факторов с учетом заданных параметров построения СУ СС необходима соответствующая математическая модель, которая и рассматривается далее. Предлагаемая модель представлена в виде основных функциональных зависимостей рассчитываемых показателей структурной и функциональной защищенности от исходных данных, подготавливаемых с помощью графо-матричной модели функционирования СС, а также модели воздействия дестабилизирующих факторов с учетом динамического изменения параметров элементов системы при программно-аппаратных воздействиях.

Отличительной особенностью предлагаемой модели является то, что она позволяет оценивать не только структурную составляющую процесса функционирования СС, но и функциональную защищенность самой системы, т.е. способности системы выполнить требуемый объем задач и функций системы. Обеспечение функциональной защищенности возможно на основе входного предварительного контроля информационного и служебного потока сети передачи данных через специализированное контрольное облако позволяющее проверять безопасность потока через профили безопасности и в случае обнаружения программно-аппаратных воздействий или не стандартных команд реализовывать через обратную связь реакцию системы управления на происходящие изменения состояния сети передачи данных и системы связи.

Разрабатываемая модель безопасности сети передачи данных системы связи будет характеризоваться выражением, показывающим, что существует такой набор элементов $r(t)$, структур системы $v(t)$, и функциональных характеристик (множество функций, задач и целей) $u(t)$, при воздействии любых дестабилизирующих факторов (программно-аппаратных воздействий) $d(t)$, для которых выполняется функция $f(\cdot)$, характеризующая построение модели безопасности, с учетом ее функциональных возможностей $I(G_\Phi)$:

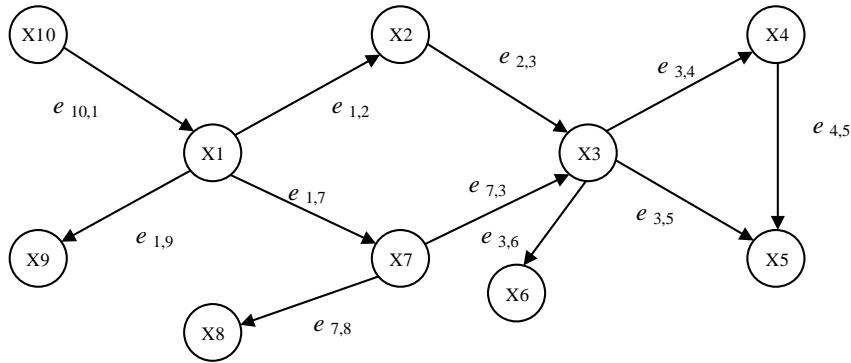
$$\exists r(t), \exists v(t), \exists u(t), \exists d(t): f(u(t), v(t), r(t)) \rightarrow I(G_\Phi). \quad (1)$$

Основой структурно-функциональной модели системы связи является графоматричная, позволяющей оценивать возможности существующей системы связи или ее элементов по обеспечению процесса управления через количественную оценку ее задач и функций. Модель представляет собой совокупность матриц, описывающих структуру и функциональные возможности СС и безопасности ее элементов.

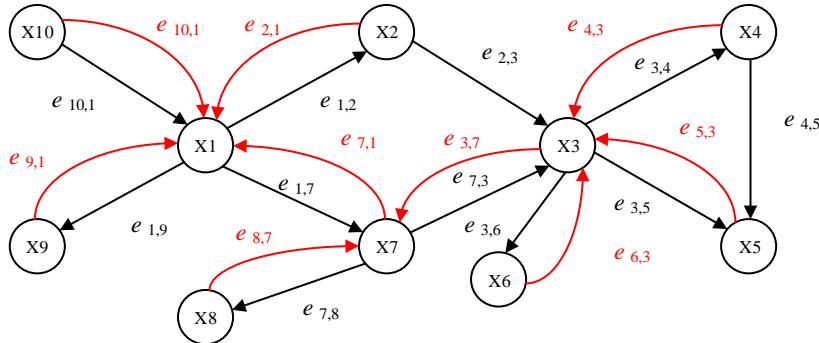
Использование математического аппарата теории графов и теории матриц обусловлено, в первую очередь, необходимостью работы с большим объемом данных, которые будут обрабатываться в системе безопасности. Использование данного аппарата и работа с базами данных позволяет существенно снизить вычислительную нагрузку на систему управления, практически реализовать контроль функционирования сети передачи данных СС, а также своевременно предоставлять информацию специализированному контролльному облаку (карантин) позволяющему проверять безопасность потока и в случае обнаружения программно-аппаратных воздействий через систему поддержки принятия решения доводить до лиц, принимающих решение, в режиме времени близком к реальному [5, 8, 11].

Граф, представленный на рисунке 2, описывающий процесс функционирования СС, включающей десять узлов связи $\{X_1, \dots, X_{10}\}$ и линий связи между ними. Представленный на рисунке 2 график может описывать все процессы, происходящие в любой системе связи, поэтому использовать дополнительные связи и узлы не требуется. Система связи является иерархическим образованием, в котором имеется определенный набор зависимых элементов, а также главных и подчиненных элементов. Предлагается рассмотреть системы в которой имеется один главный узел, а остальные подчиненные – промежуточные и оконечные. В качестве главного узла рассмотрим узел X_1 , промежуточными узлами будут X_3, X_7 , а оконечными узлами $X_2, X_4, X_5, X_6, X_8, X_9, X_{10}$. Представленный график отражает только информационные потоки и не учитывает технологические каналы, позволяющие осуществлять процесс управления СС и реализовывать обратную связь реакции системы на воздействие лиц, принимающих решение.

Для реализации, представленной на рисунке 2 структуры СС возможностей управления и контроля функционирования сети передачи данных СС дополним его дополнительными ребрами, характеризующими технологические каналы системы безопасности СС и имеющие определённую пропускную способность (рис. 3). Дополнительные линии связи (по ребрам исходного графа) обеспечивают возможность представленной системы безопасности осуществлять контроль и управление элементами сети передачи данных СС, при этом объем задач, функций и целей СС, которые позволяет реализовать система, описываемая графиком, представленным на рисунке 2, не изменились. Полученный на рисунке 3 график является полноценным примером графа, описывающего систему связи, процесс контроля системы безопасности и управления. Полученный на рисунке 2 график, с точки зрения структуры графов, является подграфом графа, представленного на рисунке 3.

Рис. 2. Пример графического представления структуры СС $G(X, L)$

Для дальнейшего построения структурно-функциональной модели СС, описываемой графом, представленным на рисунке 3, рассмотрим матрицы, описывающие его структурную и функциональную составляющую.

Рис. 3. Пример графического представления структуры СС $G(X, L)$ с каналами контроля функционирования сети передачи данных СС

Рассмотрим более подробно матрицы, характеризующие структуру СС:

- 1) $Y_X = \{y_{xi,j}\}_{XXX}$ – матрица смежности, включающая признаки наличия узловых и линейных сетевых элементов, соединяющих вершины графа (узлы) $i = 1, \dots, X$, $j = 1, \dots, X$, где X – общее количество вершин (узлов).

Единичным элементам $y_{xi,j} = 1$ матрицы смежности Y_X соответствуют присутствующие сетевые элементы (с индексами i, j), а нулевым $y_{xi,j} = 0$ – отсутствующие.

2) $Y_{pc} = \{y_{pc,i,j}\}_{XXX}$, $i = 1, \dots, X$, $j = 1, \dots, X$ – матрица пропускных способностей сетевых элементов. Для упрощения примера исходных данных выберем в качестве единицы измерения пропускной способности скорость основного цифрового канала (ОЦК), равную 64 кбит/с, с общепринятым обозначением Е0. Для примера, предположим, что все ребра СС (рис. 3) имеют одинаковую пропускную способность 10Е0, дополнительные ребра, характеризующие технологические каналы управления, (выделены на рис. 3 красным цветом) имеют пропускную способность 2Е0, а все вершины имеют пропускную способность 20Е0 (с запасом для транзита и внутреннего трафика). Отсутствующим ребрам в матрице соответствует нулевая пропускная способность.

3) $Y_r = \{y_{ri,j}\}_{XXX}$, $i=1, \dots, X$, $j=1, \dots, X$ – матрица коэффициентов готовности сетевых элементов. Для примера предположим, что все вершины имеют одинаковые коэффициенты готовности 0,999 за исключением первой, выполняющей функции ГС,

которая считается идеальной ($k_r=1$), а ребра имеют другие (но тоже одинаковые) коэффициенты 0,9. Отсутствующим ребрам в матрице соответствуют нулевые значения коэффициентов готовности.

Коэффициенты готовности ребер графа, характеризующих технологические каналы управления и контроля и информационные каналы, могут задаваться с учетом прогнозируемых результатов воздействия дестабилизирующих факторов преднамеренного и непреднамеренного характера, с учетом возможности их полного подавления, а коэффициенты готовности вершин – с учетом прогнозируемых результатов воздействия таких факторов на них. Матрицы пропускных способностей вершин и ребер могут задаваться с учетом прогнозируемых последствий воздействия ДФ, которые могут приводить к снижению доступной пропускной способности сетевых элементов СС. Таким образом, модель может учитывать широкий спектр ДФ, характер проявления которых описывает факт воздействия и его последствия, влияющие на структуру или функционирование системы и ее элементов.

4) $Y_{vk}=\{y_{vki,j}\}_{xxx}, i=1, \dots, X, j=1, \dots, X$ – матрица весовых коэффициентов сетевых элементов. Это вспомогательная матрица, которая используется при оценке условной длины маршрутов между УС в виде суммарного веса сетевых элементов, входящих в маршрут, а также количества маршрутов (если их много) между любыми парами узлов в системе. В частном случае она может совпадать с матрицей смежности (когда каждый сетевой элемент имеет вес, равный 1). Для удобства сравнения результатов предположим для примера, что веса сетевых элементов графа СС на рис. 2 соответственно равны для главного узла – 5, для промежуточных узлов 3, для оконечных узлов – 1.

Вес маршрутов, вычисляемый на основании матрицы Y_{vk} , в представленной работе не является определяющим при выборе маршрутов, хотя и влияет на их важность и значимость для всей системы. Основным фактором, влияющим на окончательное множество маршрутов, учитываемых при расчете устойчивости направлений связи между парами УС, является достаточность их пропускной способности для обслуживания заданных потоков данных между данными узлами. Если требуемая ПС маршрутов для обслуживания заданных потоков будет превышать доступную для них ПС ребер, входящих в предварительно отобранные маршруты с минимальным или допустимым суммарным весом, то эти ребра не будут учитываться, даже если их веса будут минимальными, например, равными 1. Поэтому, добавив эти минимальные веса в матрицу Y_{vk} для дополнительных ребер графа СС, можно использовать эту матрицу и при формировании маршрутов для СС, гарантируя, что эти ребра не будут использоваться для передачи информации.

5) $Y_{tp}=\{y_{tpi,j}\}_{xxx}, Y_{ip}=\{y_{ipi,j}\}_{xxx}, i=1, \dots, X, j=1, \dots, X$ – матрицы технологических и информационных потоков между УС СС, в единицах требуемой пропускной способности с необходимым запасом на пульсации трафика, гарантирующим требуемое качество обслуживания с учетом используемых сетевых механизмов управления трафиком.

Для примера предположим, что в СС между ГС на X1 и ПС на X7 в обе стороны требуется обеспечить технологический поток величиной 1Е0. Такой же (дуплексный) поток 1Е0 пусть требуется обеспечить между ГС на X1 и подчиненными ей ОС X2, X9, X10, между ПС на X7 и подчиненным ей ОС X8 и X3, а также между ПС на X3 и подчиненными ей ОС X4, X5, X6. Будем также полагать, что существуют такие же внутренние технологические потоки запросов и ответов между ГС X1, а также между ПС X3.

В СС для примера зададим величину отдельных информационных потоков 4Е0 между всеми УС, которые могут иметь соединение с учетом направленности ребер исходного графа.

6) $Y_{ппп} = \{y_{пппi,j}\}_{xxx}$ и $Y_{пп} = \{y_{ппi,j}\}_{xxx}$, $i=1, \dots, X$, $j=1, \dots, X$ – матрицы приоритетов технологических и информационных потоков между УС СС. Данные матрицы относятся к исходным данным, которые существенным образом влияют на результаты расчетов частных и обобщенных показателей устойчивости функционирования СУ СС и СС в соответствии с представленным в подходом [8, 10], особенно в условиях ограниченности ресурсного обеспечения, что требует перераспределение ресурсов, потоков, функций и задач между элементами системы, а также приоритизации их выполнения с учетом наиболее важных и критически значимых. При заполнении матриц $Y_{ппп}$ и $Y_{пп}$ используется сквозная нумерация приоритетов, причем матрица $Y_{ппп}$ содержит меньшие значения (более высокий приоритет), чем матрица $Y_{пп}$, поскольку, предполагается, что при невыполнении требований к качеству обслуживания технологических потоков СС не сможет поддерживать нужное динамическое управление ресурсами системы в условиях воздействия ДФ и требования к качеству обслуживания информационных потоков не будут выполнены.

Для примера предположим, что наивысший первый приоритет имеет технологический поток между ГС X1 и НС X7. Технологические потоки между остальными объектами СС ГС – ОС и ПС – ОС пусть имеют второй приоритет. А всем информационным потокам назначим одинаковый третий приоритет.

Представленные выше матрицы, описывают структуру СС и СУ СС и показывают основные характеристики системы, позволяющие говорить о возможностях систем по реализации процесса функционирования, однако они не описывают сам процесс функционирования.

С ростом количества элементов сети, усложнением ее структуры объем расчета сильно увеличивается, либо получаемые результаты расчета имеют приближенное значение, что не всегда приемлемо. Обусловлено это, в первую очередь, тем что используемые методы, как правило, являются переборными и основанными на формировании различных вариантов прохождения информации (задействования элементов) с последующим выполнением над ними определенных математических (арифметических) или логических операций. В качестве наиболее эффективного метода в [12] предлагается корреляционный метод, дополнительным достоинством которого является возможность вычисления условных вероятностей исправности каждого пути и оценки влияния обходных путей на величину оцениваемого показателя защищенности. Не смотря на отмеченные достоинства корреляционного метода, он редко используется на практике из-за сложной для программной реализации логики промежуточных преобразований и сложности дополнительного учета различных особенностей современных пакетных сетей.

Учитывая иерархическое построение модели безопасности сети передачи данных, при программно-аппаратных воздействиях и зная вероятности возможности использования ресурса для определения вероятности выполнения задач, на основе контроля можно определить защищенность СС от воздействий программно-аппаратных.

В зависимости от воздействий дестабилизирующих факторов условия выполнения задач, определяет перечень ресурсов, невозможность использования которых снижают защищенность выполнения задачи. В общем случае рассматривается обязательное задействование всех необходимых ресурсов для выполнения каждой задачи, выполнение всего перечня задач необходимых для выполнения каждой функции.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная структурно-функциональная модель безопасности сети передачи данных при программно-аппаратных воздействиях СС, описывающая процесс функционирования самой системы связи с учетом управления ее в условиях воздействия различных дестабилизирующих факторов, позволяет описать процесс функционирования СС, связать структурную составляющую системы с функциональной, количественно определить возможности системы по выполнению имеющимся ресурсом и заданной структурой по выполнению задач, функций, целей системы, а также предоставлению ресурсов для функционирования СС. Отличительной особенностью данной модели от известных является возможность совместной оценки структурной-функциональной характеристики системы связи, что позволяет учитывать особенности построения системы с одной стороны и процесс ее функционирования, т.е. способность ее выполнять определенный набор функций и задач.

Предложенная модель безопасности сети передачи данных при программно-аппаратных воздействиях на СС, учитывает факт воздействия, приводящий к нарушению безопасности сети передачи данных, независимо от характера и интенсивности воздействия таких факторов, позволяет определить способность системы предоставлять ресурсы для выполнения задач, выполнения функций, целей системы, а также определить готовность к использованию того или иного ресурса системы в условиях изменяющейся обстановки, что позволит выбрать наиболее устойчивый вариант (сценарий) воздействования ресурсов для обеспечения процесса функционирования сети передачи данных СС.

Кроме этого, предложенная структурно-функциональная модель СС, может быть использована при построении сети передачи данных СС для обеспечения выполнения ограниченного объема задач, проверки защищенности СС выполнить их, а также для контроля их безопасности в условиях воздействия различных ДФ и изменения обстановки функционирования системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурлов В.Г., Лепешкин О.М., Лепешкин М.О., Гомазов Ф.А. Управляющая модель систем управления безопасностью. // Сборник. Серия конференций ИОР: Материаловедение и инженерия. 8-я Международная научная конференция "TechSys 2019" - Инженерия, технологии и системы.
2. Исаков Е. Е. Устойчивость военной связи в условиях информационного противоборства. // Сборник. СПб.: Политехнический университет, 2009. – 400 с.
3. Пермяков А.С., Лепешкин О.М., Митрофанов М.В. Проблемы защищенности информационно-телекоммуникационных сетей специального назначения // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах. 2020. С. 44-48.
4. Карпов А.В., Лепешкин О.М., Попов Н.А. Структура электромагнитного поля при нелинейной радиолокации. // Сборник. Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1118.
5. Архипкин А.С., Баландин А.Е., Бикеев С.И., Будко П.А., Бурлака А.И., Дуков И.А., Емелин Н.М., Жарков И.Д., Зайцев А.В., Захаров Е.Н., Карпов В.В., Князев В.В., Козлов М.С., Лепешкин О.М., Павловский И.С., Пирогов М.В., Радько С.А., Рожнов А.В., Савицкий А.С., Семенов А.В. и др. Язык схем радикалов: методы и алгоритмы. // Сер. Библиотека журнала "Нейрокомпьютеры: разработка, применение". Москва, 2008.

6. Остроумов О.А. Методика обеспечения функциональной устойчивости системы связи Вопросы радиоэлектроники. // Сер. Техника телевидения, 2022, вып. 1 с. 30-38.
7. Кондрашов Ю.В., Сатдинов А.И., Синюк А.Д., Остроумов О.А. Концептуальная модель контроля функций системы связи для выявления конфликтных ситуаций. // Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. №5. с. 21-27.
8. Лепешкин, О.М. Синтез модели процесса управления социальными и экономическими системами на основе теории радикалов: специальность 05.13.10 «Управление в социальных и экономических системах»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Лепешкин Олег Михайлович; Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого. – Санкт-Петербург, 2014. – 428 с.
9. Груздев Д. А., Закалкин П. В., Кузнецов С. И., Тесля С. П. Мониторинг информационно-телекоммуникационных сетей. Труды учебных заведений связи, 2016, Т. 2, № 4, с. 46-50.
10. Остроумов О.А., Лепешкин О.М., Синюк А.Д., Кулаков В.В. Анализ дестабилизирующих факторов, влияющих на функционирование системы связи // Радиолокация, навигация и связь: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полета в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (г. Воронеж, 29 сентября — 30 сентября 2021 г.): в 4 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». - Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2021. Т1. - 2021. - 440 с. (с. 55-62).
11. Котенко И.В., Саенко И.Б., Лаута О.С., и др. Подход к моделированию системы безопасности интеллектуальных транспортных систем, основанный на использовании плоских графов // Конспекты лекций по сетям и системам (LNNS). – 2021. – Том 330. – С. 440-451.
12. Стародубцев Ю.И., Закалкин П.В., Иванов С.А. Техносферная война как основной способ разрешения конфликтов в условиях глобализации // Военная мысль, 2020. № 10, С. 16-21.

REFERENCES

1. Burlov V.G., Lepeshkin O.M., Lepeshkin M.O., Gomazov F.A. The control model of safety management systems In the collection: IOP Conference Series. // Collection. Materials Science and Engineering. 8th International Scientific Conference "TechSys 2019" - Engineering, Technologies and Systems.
2. Isakov E. E. The stability of military communications in the context of information warfare. // Collection. St. Petersburg: Polytechnic University, 2009. – 400 p.
3. Permyakov A.S., Lepeshkin O.M., Mitrofanov M.V. Problems of security of information and telecommunication networks of special purpose // In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference. In 6 volumes. 2020. pp. 44-48.
4. Karpov A.V., Lepeshkin O.M., Popov N.A. The structure of the electromagnetic field in nonlinear radar collection: Radar, navigation, communication. // Collection. Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. p. 1118.
5. Arkhipkin A.S., Balandin A.E., Bikeev S.I., Budko P.A., Burlaka A.I., Dukov I.A., Emelin N.M., Zharkov I.D., Zaitsev A.V., Zakharov E.N., Karpov V.V., Knyazev V.V., Kozlov M.S., Lepeshkin O.M., Pavlovsky I.S., Pirogov M.V., Radko S.A., Rozhnov A.V., Savitsky A.S., Semenov A.V., etc. The language of radical schemes: methods and algorithms. // Ser. Library of the journal "Neurocomputers: development, application". Moscow, 2008.

6. Ostroumov O.A. Methodology for ensuring the functional stability of the communication system Issues of radio electronics. // Television Engineering, 2022, issue 1, pp. 30-38.
7. Kondrashov Yu.V., Satdinov A.I., Sinyuk A.D., Ostroumov O.A. A conceptual model for monitoring the functions of a communication system to identify conflict situations. // Telecommunications and Transport. 2022. Vol. 16. No.5. pp. 21-27.
8. Lepeshkin, O.M. Synthesis of a model of the process of managing social and economic systems based on the theory of radicals: specialty 05.13.10 "Management in social and economic systems": dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences / Lepeshkin Oleg Mikhailovich; Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University. – St. Petersburg, 2014. – 428 p.
9. Gruzdev D. A., Zakalkin P. V., Kuznetsov S. I., Teslya S. P. Monitoring of information and telecommunication networks. Proceedings of educational institutions of communications, 2016, Vol. 2, No. 4, pp. 46-50.
10. Ostroumov O.A., Lepeshkin O.M., Sinyuk A.D., Kulakov V.V. Analysis of destabilizing factors affecting the functioning of the communication system // Radar, navigation and communications: proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference, dedicated to the 60th anniversary of the flight into space of Yuri Gagarin and G.S. Titov (Voronezh, September 29 — September 30, 2021): in 4 volumes / Voronezh State University; JSC Concern Constellation. - Voronezh: From VSU Publishing House, 2021. T1. - 2021. - 440 p. (pp. 55-62).
11. Kotenko I.V., Saenko I.B., Lauta O.S., et al. An approach to modeling the security system of intelligent transport systems based on the use of planar graphs // Lecture notes on networks and systems (LNNS). – 2021. – Volume 330. – pp. 440-451.
12. Starodubtsev Yu.I., Zakalkin P.V., Ivanov S.A. Technosphere war as the main a way to resolve conflicts in the context of globalization // Military Thought, 2020. No. 10, pp. 16-21.

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ СИСТЕМА ДЕПОНИРОВАНИЯ КЛЮЧЕЙ ШИФРОВАНИЯ

А. А. Брюханов¹, А. Д. Анисимов¹, В. В. Алексеев¹

¹Тамбовский Государственный Технический Университет (ТГТУ), Тамбов, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен анализ существующих проблем в области депонирования ключей и выдвинут новый подход, который обеспечивает надежность и эффективность системы депонирования ключей шифрования, также рассмотрены перспективы развития усовершенствованной системы депонирования ключей шифрования.

Ключевые слова: криптография; закрытый ключ; открытый ключ; депонирование ключей шифрования; информационная безопасность; несанкционированный доступ.

ADVANCED ENCRYPTION KEY ESPOSITION SYSTEM

A. A. Bryukhanov¹, A. D. Anisimov¹, V. V. Alexeev¹

¹Tambov State Technical University (TSTU), Tambov, Russian Federation

Abstract. The article presents an analysis of existing problems in the field of key escrow and puts forward a new approach that ensures the reliability and efficiency of the encryption key escrow system, and also discusses the prospects for the development of an improved encryption key escrow system.

Keywords: cryptography; private key; public key; depositing encryption keys; information security; unauthorized access.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире, где информационная безопасность (ИБ) становится все более важной, защита данных и конфиденциальности информации становится одной из ключевых задач для многих организаций и частных лиц. Особенно важным аспектом является шифрование данных с использованием ключей, которые обеспечивают защиту от несанкционированного доступа (НСД). Усовершенствованная система депонирования ключей шифрования представляет собой инновационный подход к хранению и управлению ключами, обеспечивая высокий уровень безопасности и надежности.

2. АНАЛИЗ УСОВЕРШЕНСТВОВАННОЙ СИСТЕМЫ ДЕПОНИРОВАНИЯ КЛЮЧЕЙ

Разработка усовершенствованной системы депонирования ключей шифрования является актуальной задачей в современном мире, учитывая проблемы, существующие в текущих системах. Одной из основных проблем являются уязвимости и риски при хранении ключей шифрования. Взлом ключей может привести к серьезным последствиям, таким как утечка конфиденциальной информации и нарушение приватности пользователей. Кроме того, существует риск возможных атак на системы депонирования ключей. Злоумышленники могут использовать различные методы для получения доступа к зашифрованным данным, включая перехват трафика, взлом уязвимостей в программном обеспечении. Поэтому необходимо разработать систему, которая будет надежно защищать ключи шифрования и обеспечивать высокий уровень безопасности. Усовершенствованная система депонирования ключей должна быть построена с учетом всех возможных угроз и рисков, а также обеспечивать прозрачность и контролируемость доступа.

па к ключам. Только такая система сможет гарантировать безопасное хранение и передачу зашифрованных данных.

Усовершенствованная система депонирования ключей шифрования представляет собой метод защиты ключей шифрования, который обеспечивает безопасное хранение ключей и доступ к ним только авторизованным пользователям. Принцип работы такой системы включает в себя следующие основные шаги:

1. Генерация ключей. Система генерирует ключи шифрования с использованием криптографических алгоритмов. Ключи могут быть симметричными (один ключ для шифрования и дешифрования) или асимметричными (пара ключей: открытый и закрытый).

2. Шифрование ключей. Сгенерированные ключи шифруются с помощью другого ключа или пароля перед сохранением их в хранилище. Это обеспечивает дополнительный уровень защиты от НСД.

3. Хранение ключей. Зашифрованные ключи сохраняются в безопасном хранилище, которое может быть защищено физически, логически или обоими способами. Это может быть защищенный сервер, облачное хранилище или аппаратное устройство.

4. Управление доступом. Для получения доступа к ключам пользователи должны пройти процедуру аутентификации и авторизации. Это может включать в себя использование многофакторной аутентификации, биометрических данных или других методов подтверждения личности.

5. Аудит и мониторинг. Система должна вести журнал действий с ключами, чтобы отслеживать, кто, когда и зачем получал доступ к ключам. Это помогает обнаружить и предотвратить несанкционированные действия.

Рассмотрев процесс создания и распределения ключей в описанной криптографической системе, следует перейти к анализу самого протокола и процесса взаимодействия его участников, а также к диаграмме последовательностей (рисунок 1).

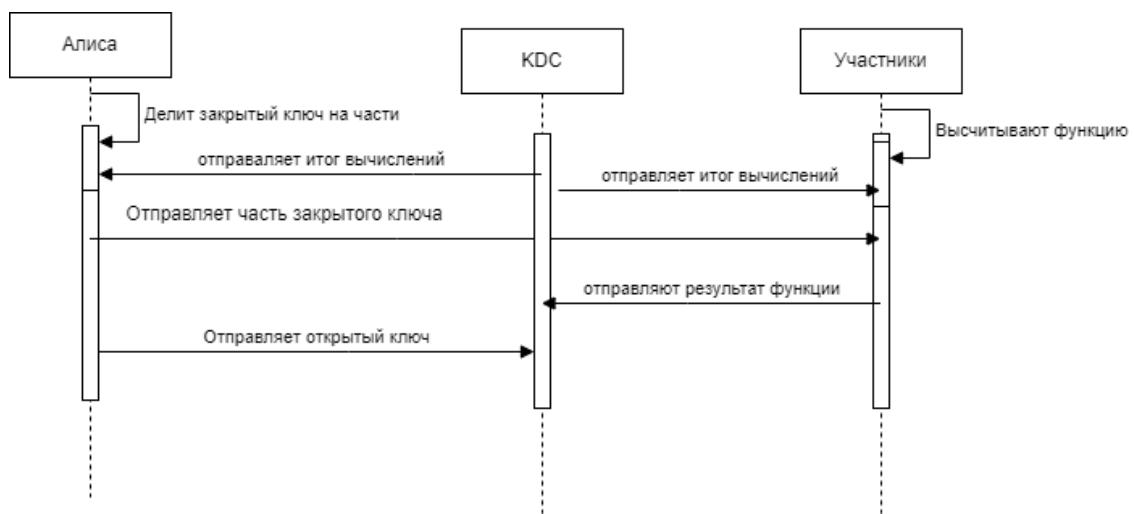


Рис. 1. Диаграмма последовательностей протокола

Вот как работает этот протокол:

- (1) Алиса создает пару закрытый ключ и открытый ключ. Она разбивает закрытый ключ на несколько открытых и закрытых частей.

- (2) Алиса посыпает открытую часть и соответствующую закрытую часть каждому из доверительных собственников. Эти сообщения должны быть зашифрованы. Она также посыпает открытый ключ в центр распределения ключей (KDC).

- (3) Каждый из доверительных собственников независимо выполняет вычисления над своими закрытой и открытой частями, чтобы убедиться в их правильности. Каждый

доверительный собственник хранит закрытую часть в каком-нибудь надежном месте и отправляет открытую часть в *KDC*.

(4) *KDC* выполняет иное вычисление для открытых частей и открытого ключа. Убедившись, что все правильно, он подписывает публичный ключ и отправляет его обратно Алисе или помещает в базу данных (БД).

При наличии постановления суда о подслушивании каждый из доверительных собственников передает свою часть в *KDC*, и *KDC* получает возможность восстановить закрытый ключ. До этой передачи ни *KDC*, ни кто-либо из доверительных собственников не может самостоятельно восстановить закрытый ключ, для восстановления ключа нужны все доверительные собственники.

Для восстановление закрытого ключа, описанного с пороговой схемой, необходимо некоторое подмножество доверительных собственников.

Преступник может использовать такую систему, применяя подсознательный канал, чтобы вставить другой секретный ключ в свою информацию. Таким образом он может безопасно обмениваться информацией с кем-нибудь еще, используя подсознательный ключ. Данная проблема решается другим протоколом, который называется отказоустойчивым условным вручением ключей.

Усовершенствованная система депонирования ключей шифрования обеспечивает более высокий уровень безопасности и защиты конфиденциальной информации, так как ключи являются критическими компонентами в процессе шифрования и дешифрования данных. Она помогает предотвратить утечку ключей и минимизировать риски нарушения безопасности.

Преимуществами данной технологии являются:

1. Высокий уровень безопасности. Новая система обеспечивает надежную защиту ключей шифрования, что помогает предотвратить НСД к конфиденциальной информации.

2. Защита от различных видов кибератак. Благодаря многоуровневой защите ключей и использованию биометрических механизмов аутентификации, система эффективно защищена от различных видов кибератак, включая перехват и подбор ключей.

3. Удобство использования для пользователей. Несмотря на высокий уровень безопасности, новая система депонирования ключей шифрования обладает простым и удобным интерфейсом для пользователей, что делает ее использование максимально комфортным.

Дальнейшее развитие усовершенствованных систем депонирования ключей шифрования представляет широкие перспективы для улучшения безопасности данных и защиты информации. Некоторые из возможностей для дальнейшего совершенствования и развития технологии включают в себя:

1. Развитие квантовых методов шифрования. Использование квантовых вычислений может предложить новые методы шифрования и депонирования ключей, обеспечивая еще более высокий уровень безопасности.

2. Интеграция искусственного интеллекта. Применение алгоритмов машинного обучения и искусственного интеллекта для анализа данных и обнаружения угроз может значительно улучшить эффективность усовершенствованных систем депонирования ключей.

3. Расширение сферы применения. Дальнейшее развитие технологии позволит ее применение не только в корпоративной сфере, но и в повседневной жизни, например, для защиты персональных данных на устройствах *IoT*.

4. Улучшение пользовательского опыта. Развитие удобных и интуитивно понятных интерфейсов для работы с усовершенствованными системами депонирования клю-

чей может сделать их более доступными и привлекательными для широкого круга пользователей.

5. Стандартизация и нормативное регулирование. Разработка единых стандартов и нормативов для усовершенствованных систем депонирования ключей способствует их широкому внедрению и обеспечивает согласованность в области безопасности данных. Эти и другие направления развития могут способствовать усовершенствованию систем депонирования ключей шифрования и повышению уровня безопасности информации в целом.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Усовершенствованная система депонирования ключей шифрования играет ключевую роль в обеспечении безопасности данных и информации. Путем надежного хранения и управления ключами шифрования она обеспечивает защиту конфиденциальности, целостности и доступности информации. Это особенно важно в условиях постоянно увеличивающихся киберугроз и угроз для ИБ.

Усовершенствованная система депонирования ключей шифрования имеет большой потенциал для использования в различных сферах, включая банковское дело, здравоохранение, государственные учреждения, корпоративный сектор и другие области, где требуется надежная защита данных. С развитием технологий шифрования и криптографии, такие системы станут все более эффективными и инновационными, что позволит улучшить уровень безопасности информации и сделать ее более устойчивой к киберугрозам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рубин Ф. Криптография с секретным ключом. М.: ДМК Пресс, 2023. - 386 с.
2. Альбов А. С. Квантовая криптография. СПб.: Страта, 2015. - 248 с.
3. Шнайер Б. Прикладная криптография. М.: Триумф, 2003. - 806 с.
4. Мао В. Современная криптография. Теория и практика. М.: Вильямс, 2005. - 763 с.
5. Сингх С. Книга шифров. Тайная история шифров и их расшифровки. М.: Астрель, 2006. - 447 с.
6. Бауэр Ф. Расшифрованные секреты. Методы и принципы криптологии. М.: Мир, 2007. - 550 с.
7. Алферов А.П., Зубов А.Ю., Кузьмин А.С., Черемушкин А. В. Основы криптографии. М.: Гелиос АРВ, 2001. - 479 с.
8. Авдошин, С. М. Дискретная математика. Модуллярная алгебра, криптография, кодирование. М.: ДМК Пресс, 2017. - 352 с.

REFERENCES

1. Rubin F. Cryptography with a secret key. M.: DMK Press, 2023. - 386 p.
2. Albov A. S. Quantum cryptography. St. Petersburg: Strata, 2015. - 248 p.
3. Schneier B. Applied cryptography. M.: Triumph, 2003. - 806 p.
4. Mao B. Modern cryptography. Theory and practice. M.: Williams, 2005. - 763 p.
5. Singh S. Code Book. The secret history of ciphers and their decryption. M.: Astrel, 2006. - 447 p.
6. Bauer F. Deciphered secrets. Methods and principles of cryptology. M.: Mir, 2007. - 550 p.
7. Alferov A.P., Zubov A.Yu., Kuzmin A.S., Cheremushkin A.V. Fundamentals of cryptography. M.: Helios ARV, 2001. - 479 p.
8. Avdoshin, S. M. Discrete mathematics. Modular algebra, cryptography, coding. M.: DMK Press, 2017. - 352 p.

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ФОТОНИКИ

Б. А. Бараболя

Федеральное Государственное Унитарное Предприятие «Ростовский-на-Дону Научно-Исследовательский Институт Радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС»), Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Предложено устройство измерения доплеровского сдвига частоты с использованием элементов голографической фотоники. В основе устройства лежит частотный способ измерения дальности с измерением частоты биений голографической фотонной измерительной системой. Для определения доплеровского сдвига частоты используется высокоточное измерение двух частот биений в радиоканале за фиксированный интервал времени при относительном движении друг относительно друга приёмника и передатчика этого радиоканала.

Ключевые слова: доплеровский сдвиг частоты; голография; фотоника; высокоточные измерения.

DOPPLER FREQUENCY SHIFT MEASURING DEVICE USING HOLOGRAPHIC PHOTONICS ELEMENTS

B. A. Barabolya

Federal State Unitary Enterprise “Rostov-on-Don Scientific Research Institute of Radio Communication” (FSUE “RNIIRS”), Rostov-on-Don, Russian Federation

Abstract. A device for measuring the Doppler frequency shift using elements of holographic photonics is proposed. The device is based on a frequency range measurement method with the beat frequency measurement by a holographic photonic measuring system. For measuring the Doppler frequency shift using is the high-precision measuring two beat frequencies in a radio channel of for a fixed time interval while the receiver and the transmitter are moving relative to each other.

Keywords: Doppler frequency shift; holography; photonics; high-precision measurements.

1. ВВЕДЕНИЕ

Повышение эффективности использования околоземного космического пространства определяется объёмом информационного обмена, как между спутниками и наземными станциями, так и непосредственно между спутниками [1, 2]. Известно [3-5], что при организации спутниковых радиоканалов эффект доплеровского смещения несущей частоты является ограничивающим фактором, негативно влияющим на качество связи, ухудшая соотношение «сигнал – шум», и увеличивающим число ошибок при демодуляции сигналов. Всё большее применение в спутниковых радиоканалах находят квадратурные радиосигналы. В [6] показано, что геометрическая интерпретация влияния доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) в принимаемом квадратурном радиосигнале заключается в повороте его фазового созвездия на некоторый угол. Начиная с некоторого значения угла возникающий поворот фазового созвездия, не позволяет правильно демодулировать и, соответственно, декодировать принятый радиосигнал, так как происходит полная замена его истинных состояний на соседние, ложные состояния. Величина допустимого угла поворота зависит от размера алфавита

манипулированного сигнала (числа возможных состояний). В [6] определены границы допустимого значения угла поворота фазового созвездия, при котором не возникает ошибка демодуляции. Для снижения влияния ДСЧ на качество связи в спутниковом канале необходимо в реальном времени измерять его значение и повышать точность таких измерений/

Таким образом, целью доклада является повышение точности измерения ДСЧ в спутниковом радиоканале.

Для достижения цели доклада решаются следующие задачи:

1. Разработка математической модели устройства высокоточного измерения ДСЧ в спутниковом радиоканале.

2. Разработка структурной схемы устройства высокоточного измерения ДСЧ в спутниковом радиоканале.

2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ УСТРОЙСТВА ВЫСОКОТОЧНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ДСЧ В СПУТНИКОВОМ РАДИОКАНАЛЕ

Известно [7, 8], что наиболее точными измерительными системами являются фотонные интерферометры, которые реализуют процесс фазовых измерений параметров сигналов. Широкий диапазон применений имеет голограммический интерферометр с объёмной отражательно-пропускающей Фурье-голограммой в его конструкции, реализующий пространственно-спектральный метод голограммической интерферометрии. Для решения задачи измерения ДСЧ интерферометр такого типа может быть использован в сочетании с частотным устройством измерения дальности между передатчиком и приёмником радиосигнала, которые перемещаются относительно друг друга со скоростью v [8]. Частотный способ измерения дальности с измерением частоты биений голограммической фотонной измерительной системой, описанный в [9], позволяет с точностью до полупериода колебаний измерять частоту биений. Таким образом, обеспечивается высокая точность измерения расстояния между передающим и приёмным устройствами радиоканала, которые взаимно перемещаются. Измеряя частоты биений f_{61} и f_{62} для расстояний R_1 и R_2 соответственно между приёмником и передатчиком в спутниковом радиоканале в моменты времени t_1 и t_2 , вычисляем скорость v их относительного перемещения.

$$v = \frac{R_1 - R_2}{\Delta t}, \quad (1)$$

где $\Delta t = |t_1 - t_2|$.

Используя значение параметра v , вычисленное по результатам измерений, рассчитываем значение ДСЧ радиосигнала F_d , используя известное соотношение:

$$F_d = f_0 \frac{v}{c}, \quad (2)$$

где f_0 - частота излучения радиопередатчика; c - скорость электромагнитной волны.

Известно [10], что измеренная дальность R в частотном устройстве измерения дальности определяется из выражения:

$$R = \frac{cf_6}{2\Delta F_{\text{дев.}} F_M}, \quad (3)$$

где f_6 - измеренная частота биений; $\Delta F_{\text{дев.}}$ - частота девиации сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ); F_M - частота манипуляции ЛЧМ сигнала.

Подставляя (3) в (2) и, используя ранее введённые обозначения, запишем выражение для определения значения параметра F_D :

$$F_D = \frac{f_0(f_{61} - f_{62})}{2\Delta F_{\text{дев}} F_M \Delta t} . \quad (4)$$

В выражении (4) параметры f_0 , $\Delta F_{\text{дев}}$, F_M и Δt для конкретной системы измерений являются фиксированными и известными. Параметры f_{61} и f_{62} могут быть измерены с высокой точностью голографической фотонной измерительной системой. Таким образом, выражение (4), по результатам измерений параметров f_{61} и f_{62} , позволяет рассчитать численное значение ДСЧ в спутниковом радиоканале.

3. РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ УСТРОЙСТВА ВЫСОКОТОЧНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ДСЧ В СПУТНИКОВОМ РАДИОКАНАЛЕ

Структурная схема голографической фотонной измерительной системы для измерения ДСЧ показана на рис. 1.

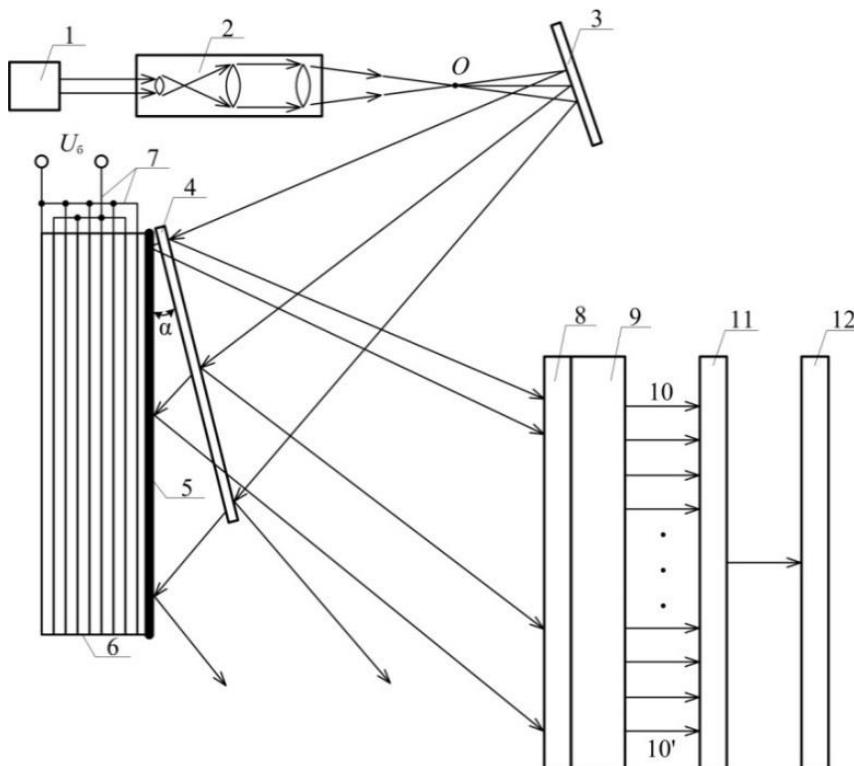


Рис. 1. Структурная схема голографического фотонного измерительного устройства.

На рис. 1 использованы следующие обозначения: 1 – лазерный излучатель когерентного светового потока (лазер); 2 – коллиматор с фокусирующей линзой на его выходе; 3 – плоское поворотное зеркало; О – точка фокусировки светового потока; 4 – объёмная отражательно-пропускающая Фурье-голограмма; 5 – плоское зеркало; α – угол между фурье-голографмой 4 и плоским зеркалом 5; 6 – тонкоплёночный многослойный пьезоэлектрический актиоатор; 7 – электроды тонкоплёночного многослойного пьезоэлектрического актиоатора; U_6 – напряжение электрического сигнала на частоте биений; 8 – фотоприёмное устройство; 9 – пороговое устройство; 10-10' – цифровой двоичный код; 11 – устройство обработки и анализа сигналов; 12 – оконечное

устройство. Линиями со стрелками и без обозначений показаны лучи световых потоков и электрические связи в схеме измерителя ДСЧ.

Плоское поворотное зеркало 3 представляет собой зеркало без защитного внешнего покрытия, выполненное путём напыления металлического отражающего слоя на его поверхность. Плоское зеркало 6 нанесено на боковую грань тонкоплёночного многослойного пьезоэлектрического актиоатора 6 методом напыления и выполнено без защитного покрытия. Объёмная отражательно-пропускающая Фурье-голограмма 4 экспонирована на высокоразрешающей голографической фотопластинке во встречных световых пучках в линейном режиме. В качестве фотоприёмного устройства 8 могут быть использованы линейка или матрица фоточувствительных элементов. В качестве порогового устройства 9 могут быть использованы линейки или матрицы пороговых элементов в интегральном исполнении или другие типы пороговых устройств. Выход каждого фоточувствительного элемента фотоприёмного устройства 8 соединён со входом соответствующего ему порогового элемента порогового устройства 9.

Структурная схема устройства, представленная на рис. 1. Устройство работает следующим образом. Световой поток, формируемый лазером 1 направляется на коллиматор 2 с фокусирующей линзой на его выходе. В коллиматоре 2 формируется световой поток, требуемого диаметра с плоским волновым фронтом и с равномерной плотностью распределения интенсивности оптического поля по его сечению. Этот световой поток фокусируется линзой, размещённой на выходе коллиматора. Линза фокусирует падающий на неё световой поток в точке О и направляет его на плоское поворотное зеркало 3. Это зеркало направляет падающий на него световой поток на объёмную отражательно-пропускающую Фурье-голограмму 4. Световой поток, падающий от плоского поворотного зеркала 3 на эту Фурье-голограмму, частично дифрагирует от неё, а частично проходит насеквоздь через эту Фурье-голограмму, отражается плоским зеркалом 5 и частично повторно проходит через эту Фурье-голограмму, но в обратном направлении. Световой поток, дифрагировавший от Фурье-голограммы 4, и световой поток, отражённый плоским зеркалом 5, и повторно прошедший насеквоздь через Фурье-голограмму 4, интерферируют в плоскости эмульсии этой голограммы. Сформированная интерферограмма проецируется в плоскость фотоприёмного устройства 8. Эта интерферограмма представляет собой набор светлых и тёмных полос эллиптической формы с малым эксцентриситетом эллипсов [11]. Параметры пространственно-спектрального распределения интенсивности оптического поля на входной плоскости фотоприёмного устройства 8 зависят от оптической разности хода интерферирующих световых потоков. Эта оптическая разность хода зависит от параметров оптического поля, экспонированного на объёмной отражательно-пропускающей Фурье-голограмме 4, от расстояния между этой Фурье-голограммой и плоским зеркалом 5, угла α , от кривизны волнового фронта интерферирующих световых потоков и углов их падения на эту Фурье-голограмму. К контактам электродов 7 тонкоплёночного многослойного пьезоэлектрического актиоатора подводится усиленный электрический сигнал на частоте биений U_6 , вырабатываемый приёмным устройством с ЛЧМ сигналами, аналогично частотному методу измерения дальности. В зависимости от величины и полярности электрического сигнала U_6 , подаваемого на электроды 6 пьезоактиоатора, торцевая грань этого актиоатора с напылённым на неё плоским зеркалом 5, перемещается вдоль продольной оси симметрии этого актиоатора. Перемещение плоского зеркала 5 вызывает изменение оптической разности хода лучей, интерферирующих в плоскости фотоприёмного устройства 8. Это приводит к изменению параметров пространственно-спектрального распределения интенсивности оптического поля в плоскости интерференции и к

соответствующему изменению цифрового двоичного кода на выходах пороговых элементов порогового устройства 9.

Для оптической схемы устройства, представленного на рис. 1, необходимо учитывать следующее:

- при увеличении кривизны волнового фронта светового потока, падающего на Фурье-голограмму 4 (фазовый центр источника светового потока приближается к плоскости этой Фурье-голограммы), интерференционные полосы сбегаются к центру интерференционной картины;

- при уменьшении кривизны волнового фронта светового потока, падающего на Фурье-голограмму 4 (фазовый центр источника светового потока удаляется от плоскости этой Фурье-голограммы), интерференционные полосы разбегаются от центра интерференционной картины;

- при полном совпадении кривизны волнового фронта светового потока, падающего на Фурье-голограмму 4, с кривизной волнового фронта светового потока, экспонированного на этой Фурье-голограмме, в плоскости интерференции будет наблюдаться сплошная засветка (реально это условие получить практически невозможно и оно может не учитываться).

Электрические сигналы, соответствующие параметрам каждой конкретной интерферограммы в виде цифрового двоичного кода 10-10' поступают с выходов элементов порогового устройства 9 на входы устройства обработки и анализа сигналов 11. Одной из функций устройства обработки и анализа сигналов 11 является сравнение между собой кодовых комбинаций двоичного кода, поступающих на его вход, и измерение интервала времени между поступлением одинаковых кодовых комбинаций. Измеренный интервал времени между одинаковыми кодовыми комбинациями является периодом колебаний сигнала с частотой биений в конкретный момент времени и позволяет рассчитать частоту этого сигнала в момент времени измерений, а количество кодовых комбинаций между двумя одинаковыми позволяет оценить амплитуду этого сигнала. В этом устройстве, по результатам анализа комбинаций цифровых двоичных кодов, поступающих на его вход и соответствующих различным моментам времени вычисляются частоты биений f_{61} и f_{62} , соответствующие моментам времени t_1 и t_2 , а также, в соответствии с выражением (4), рассчитывается численное значение ДСЧ. С выхода этого устройства выходной сигнал в виде измеренного значения ДСЧ поступает на вход оконечного устройства 12, в котором регистрируется и из которого, при необходимости, передаётся в радиоприёмное устройство для коррекции процесса демодуляции принимаемого квадратурного многопозиционного радиосигнала.

Таким образом, на рис. 1 представлен вариант структурной схемы устройства, обеспечивающего возможность с точностью до полупериода колебаний измерять численное значение ДСЧ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложено устройство измерения доплеровского сдвига частоты с использованием элементов голографической фотоники. Приведено математическое соотношение, позволяющее по результатам измерений параметров f_{61} и f_{62} , рассчитать численное значение ДСЧ в спутниковом радиоканале.

2. Разработан и обоснован вариант структурной схемы голографического фотонного измерительного устройства для измерения ДСЧ, позволяющего повысить точность измерения ДСЧ до полупериода колебаний оптического сигнала. Описан алгоритм функционирования разработанного устройства.

Таким образом, поставленные задачи решены, а цель достигнута.

ЛИТЕРАТУРА

1. Камнев В. Е., Черкасов В. В., Чечин Г. В. Спутниковые сети связи: Учеб. Пособие / – М.: «Альпина Паблишер», 2004. – 536 с.
2. Богатырев Е. В. Разработка и исследование модемов помехозащищённых станций спутниковой и тропосферной связи. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – СФУ, г. Красноярск, 2018. – 179 с.
3. Савченко В. И. Исследование влияния эффекта Доплера на канальные сигналы в системах беспроводной связи. Выпускная квалификационная работа. – НИУ «БелГУ», г. Белгород, 2018, – 69 с.
4. Ершов Р. А. Методы оценки частотно-временных параметров широкополосных сигналов спутниковых систем связи. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – ННГУ, г. Нижний Новгород, 2017, – 142 с.
5. Белов С. П. О влиянии Доплеровского сдвига частоты на помехоустойчивость спутниковых телекоммуникационных систем со сложными сигналами. / – М.: Научные ведомости. Серия Экономика. Информатика, 2017, № 9(258). Выпуск 42, – 179 с.
6. Бараболя Б. А., Караваев С. В., Мусинов В. М., Петухов А. В., Прыгунов А. Г. Оценка влияния доплеровского сдвига частоты на прием сигналов с фазовой манипуляцией в спутниковых каналах связи. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». г. Воронеж 29 сентября – 1 октября 2020 г.
7. Кирилловский В.К. Оптические измерения. Часть 1. Введение и общие вопросы. Точность оптических измерений. / Учебное пособие. СПб: ГИТМО(ТУ), 2003. – 47 с.
8. Бараболя Б.А., Габриэльян Д.Д., Караваев С.В., Петухов А.В., Прыгунов А.Г. Разработка математической модели интерферометрической системы определения доплеровского сдвига частоты. // Журнал радиоэлектроники. ISSN-1684-1719. № 11, 2021. – С. 1-11.
9. Патент на изобретение. RU2765727C1 от 26.04.2021. Авторы: Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Караваев С.В., Мусинов В.М., Прыгунов А.Г. Частотный способ измерения дальности с измерением частоты биений голограммической измерительной системой. Опубл. 02.02.2022 г.
10. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
11. Безуглов Д.А., Прыгунов А.Г., Трепачёв В.В. Анализ дифракции света на эталонной голограмме при измерении перемещений объектов пространственно-спектральным методом.//Автометрия, 1998, №5. – с.27-37.

REFERENCES

1. Kamenev V. E., Cherkasov V. V., Chechin G. V. Satellite communication networks. Moscow: «Alpina Publisher», 2004. 536 p.
2. Bogatyrev E. V. Development and research of noise immune satellite and tropospheric communication stations modems. Dissertation for candidate of technical science competition. SFU, Krasnoyarsk city, 2018. 179 p.
3. Savchenko V. I. Research of Doppler effect influence on data signals in wireless communication systems. Graduation qualifying work. SRU «BelSU» Belgorod city, 2018. 69 p.
4. Ershov R. A. Evaluation methods of broadband signals frequency-time parameters in satellite communication systems. Dissertation for candidate of technical science competition. NNSU, Nijniy Novgorod city. 2017. 142 p.

5. Belov S. P. On the impact of Doppler frequency shift on the noise immunity of telecommunication systems with complex signals. M.: Nauchnye Vedomosti. Seria Ekonomika. Informatika, 2017, № 9(258). Release 42. 179 p.
6. Barabolya B. A., Karavaev S. V., Musinov V. M., Petukhov A. V., Prygunov A. G. Assessment of Doppler frequency shift influence on phase manipulated signals reception in satellite data channels. Collection papers of XXVI International Scientific and Technical Conference “Radiolocation, Navigation, Communication” (RLNC*2020). Voronezh, September 29 – October 1, 2020.
7. Kirillovsky V. K. Optical measurements. Part 1. Introduction and general questions. Accuracy of optical measurements. - Tutorial. St. Petersburg: GITMO (TU), 2003. – 47 p.
8. Barabolya B. A., Gabrieljan D. D., Karavaev S. V., Petukhov A. V., Prygunov A. G. The interferometric system mathematical model development for the Doppler frequency shift determination. // Journal of Radio Electronics ISSN-1684-1719, 2021, No. 11, – Pp. 1-11.
9. Gabrieljan D. D., Demchenko V.I., Karavaev S. V., Musinov V. M., Prygunov A. G. Frequency method of measuring range with measuring the beat frequency with a holographic measuring system. RU 2765727C1, stated. 26.04.2021, publ. 02.02.2022 г.
10. Finkelshtein M.I. Basics of radar: Textbook of universities – 2nd ed., revised and additional – M.: Radio and Communications , 1983. – 536 p.
11. Bezuglov D.A., Prygunov A.G., Trepachev V. V. Analysis of light diffraction on a reference hologram when measuring the movements of objects by the spatial spectral metod. // Autometry, 1998, No. 5 – Pp. 27-37.

ФОРМИРОВАНИЕ МЕТРИКИ СВЕТОВОГО ПУТИ В СОВРЕМЕННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ СВЯЗИ

А. П. Бойко¹

¹Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Архитектура современных оптических сетей связи формируется в новом технологическом базисе, позволяющим эффективно использовать спектральные ресурсы сети в условиях динамичного изменения потребностей в передаче трафика. На этапах анализа и синтеза данных сетей решается задача маршрутизации и распределения спектра для полностью оптических соединений, называемых световыми путями. Для оценки качества найденных световых путей используются различные метрики, учитывающие те или иные факторы, влияющие на качество передаваемых сигналов. В статье представлены существующие метрики световых путей и их возможное применение в зависимости от сложности архитектуры сети. Приведен анализ их достоинств и недостатков.

Ключевые слова: оптические сети связи; световые пути; маршрутизация и распределение спектра; качество оптических каналов.

FORMATION OF LIGHT PATH METRICS IN MODERN OPTICAL COMMUNICATION NETWORKS

A. P. Boyko¹

¹Military Academy of Telecommunications (MAT), Saint Petersburg, Russian Federation

Abstract. The architecture of modern optical communication networks is formed on a new technological basis, which makes it possible to effectively use the spectral resources of the network in the face of dynamic changes in traffic transmission needs. The network data analysis and synthesis phases solve the problem of routing and spectrum allocation for all-optical connections called lightpaths. To assess the quality of the found light paths, various metrics are used that take into account certain factors, affecting the quality of transmitted signals. The article presents existing lightpath metrics and their possible application depending on the complexity of the network architecture. An analysis of their advantages and disadvantages is given.

Keywords: optical communication networks; light paths; routing and spectrum allocation; quality of optical channels.

1. ВВЕДЕНИЕ

Экспоненциальный рост глобального IP-трафика, обусловленный ростом числа пользователей сети Интернет, распространением облачных вычислений, развитием технологий мобильной связи пятого поколения 5G и др., в настоящее время побуждает операторов связи непрерывно совершенствовать свои транспортные сети в отношении пропускной способности. Одним из подходов к модернизации оптических сетей без замены существующей линейно-кабельной инфраструктуры, является применение технологий гибких оптических сетей. Реализуемые в новом технологическом базисе, данные сети позволяют использовать оптическую маршрутизацию. В отличие от традиционной маршрутизации данных, которая осуществляется на уровне пакетов или ячеек, оптическая маршрутизация учитывает распределение сетевых ресурсов на уровне спектральных каналов. Основная идея оптической маршрутизации заключается в том,

что каналы для передачи данных между корреспондирующими узлами сети формируются на основе световых путей, представляющих собой полностью оптические соединения без преобразования в электрический вид на всем маршруте прохождения сигнала. Данный подход обеспечивает низкую сквозную задержку передачи данных, позволяет оптимизировать сеть под конкретные требования пользователей и изменения в трафике, повышает надежность и безопасность передачи данных. Кроме того, за счёт отсутствия опто-электро-оптического (ОЭО-) преобразования передаваемых сигналов в транзитных узлах снижаются затраты на строительство и эксплуатацию сети, обусловленные высокой стоимостью оптических ОЭО-трансиверов и их энергопотреблением.

Маршрутизация световых путей реализуется на физическом уровне в реконфигурируемых оптических мультиплексорах ввода/вывода (Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer) и позволяет гибко управлять сетью и масштабировать ее по мере изменения количества пользователей и объема передаваемых данных, оптимизировать использование физических ресурсов оптических сетей [1,2]. Под физическим ресурсом понимаются доступные для передачи сигналов диапазоны частот в волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС). Ряд усовершенствований современных ROADM, таких как: бесцветность (colorless), ненаправленность (directionless) и безконфликтность (contentionless), позволил подключать оптические сигналы транспондеров к любому порту, в том числе и с использованием одинаковых длин волн, и программно выбирать для них любое направление приема-передачи в зависимости от степени ROADM. В совокупности с гибкой сеткой частот (flex grid) и оптическими транспондерами с перестраиваемыми видами сигналов, архитектура данных сетей позволила расширить возможности для маршрутизации и переключения световых путей. Задача поиска маршрутов и выбора частотных диапазонов для световых путей получила название задачи маршрутизации и распределения спектра RSA (Routing and Spectrum Assignment).

2. МАРШРУТИЗАЦИЯ И РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СПЕКТРА

Задача RSA может решаться при проектировании оптической сети и в процессе её эксплуатации. Статическая маршрутизация спектра предполагает, что диапазоны частот в ВОЛС сети назначаются определенным маршрутам и остаются фиксированными во времени. Динамическая маршрутизация спектра заключается в том, что диапазоны частот в ВОЛС выделяются и освобождаются для определённых маршрутов в зависимости от текущих требований к скорости передачи между корреспондентами сети с помощью алгоритмов, которые адаптивно перераспределяют спектральные ресурсы в реальном времени [3]. Задача RSA относится к классу NP-трудных задач [4] и может быть декомпозирована на две подзадачи:

поиск подходящих маршрутов передачи оптических сигналов для корреспондирующих пар узлов;

назначение подходящих частот в ВОЛС для найденных маршрутов.

Совокупность маршрута и назначенного диапазона частот, обеспечивающих распространение оптического сигнала с требуемым качеством, представляет собой световой путь. При формировании световых путей необходимо одновременное выполнение трех условий:

непрерывность назначенного диапазона частот на всем маршруте для заданной ширины полосы пропускания между корреспондирующими узлами;

доступность спектральных ресурсов при построении данного маршрута

кондиционность световых путей, обеспечивающая передачу цифровых сигналов с требуемой достоверностью.

При постановке задачи RSA возможно использование различных критериев оптимальности, например:

минимизация общего количества используемых ВОЛС при условии выполнения всех требования к скорости и качеству передачи между корреспондирующими узлами;

максимизация пропускной способности для всех корреспондирующих пар узлов при ограниченных спектральных ресурсах ВОЛС;

минимизация общего количества заблокированных соединений между корреспондирующими узлами и др.

Эти критерии могут варьироваться в зависимости от конкретных требований и характеристик сети. Задача RSA решается как на этапе анализа, так и на этапе синтеза оптических сетей. В любой постановке оной из подзадач является определение качества найденных световых путей на основе определённой метрики, которая позволяет определить оптимальный маршрут для передачи оптических сигналов с учетом различных факторов, зависящих от сложности архитектуры оптической сети.

3. МЕТРИКИ СВЕТОВЫХ ПУТЕЙ

Метрика светового пути является важным инструментом для оценки и оптимизации оптических систем и сетей с целью обеспечения максимальной эффективности и качества передачи данных. Она может включать в себя различные характеристики и параметры, которые влияют на передаваемый оптический сигнал.

В простейшем случае метрикой светового пути может являться вносимое затухание, обусловленное потерями оптической мощности оптического сигнала по мере распространения в узлах и линиях сети (линейные потери в оптическом волокне, в разъёмных и неразъёмных соединениях, в ROADM, поляризационно-зависимые потери и т.д.). Суммарные потери мощности $A_{\text{пп}}$ в световом пути не должны превышать энергетический потенциал аппаратуры $\mathcal{E}_{\text{пп}}$:

$$A_{\text{пп}} \leq \mathcal{E}_{\text{пп}}, \quad (1)$$

где $\mathcal{E}_{\text{пп}} = p_{\text{пер}} - p_{\text{пр.мин}}$ определяется как разность между уровнем мощности передачи $p_{\text{пер}}$ и минимальным уровнем мощности приёма $p_{\text{пр.мин}}$ оптических транспондеров. Представленная в выражении (1) метрика подходит для оптических сетей без усилителей и компенсаторов дисперсии со скоростями передачи не более 10 Гбит/с. Подобные решения могут быть возможны в некоторых сценариях если требуется передача данных на относительно небольшие расстояния и низкой скоростью передачи данных. Однако в большинстве современных оптических сетей усилители и компенсаторы дисперсии являются обычными и важными компонентами. Они позволяют передавать данные на значительные расстояния и обеспечивают высокую пропускную способность. Без них оптические сети могут столкнуться с ограничениями в дальности передачи, скорости передачи данных и надежности.

В оптических сетях с оптическими усилителями основным фактором ухудшающим качество световых путей являются шумы спонтанной эмиссии эрбьевых усилителей и шумы, вызванные нелинейными эффектами. По мере роста мощности шума уменьшается оптическое отношение сигнал/шум $OSNR_{\text{пп}}$ (Optical Signal-to-Noise Ratio) в световом пути, которое должно быть не ниже требуемого $OSNR_{\text{tp}}$:

$$OSNR_{\text{пп}} \geq OSNR_{\text{tp}}. \quad (2)$$

При отсутствии перегрузки оптического волокна мощными сигналами, влиянием нелинейных искажений можно пренебречь [3]. Тогда значение $OSNR_{\text{пп}}$ в выражении (2) можно вычислить с помощью формулы (3):

$$\frac{1}{OSNR_{\text{сп}}} = \frac{1}{OSNR_{\text{вх}}} + \frac{1}{OSNR_{\text{л}}}, \quad (3)$$

где $OSNR_{\text{вх}}$ – оптическое отношение сигнал/шум на входе светового пути, определяемое типом используемого передатчика, а $OSNR_{\text{л}}$ – штраф за деградацию оптического отношения сигнал/шум обусловленный линейным накоплением шумов. Методика расчёта $OSNR_{\text{л}}$ известна и представлена в [5]. Использование $OSNR_{\text{сп}}$ на основе выражения (3) в качестве метрики светового пути допустимо при введении жестких ограничений на мощность передачи (не более 0 дБм) на всем маршруте прохождения сигнала.

В сетях со скоростями передачи более 10 Гбит/с на качество световых путей существенное влияние оказывают хроматическая и поляризационно-модовая дисперсии. В разработанных моделях [6] пригодность световых путей для передачи конкретных видов сигналов осуществляется на основе расчёта $OSNR$, а также предельных значений хроматической и поляризационно-модовой дисперсий. В оптических сетях с компенсаторами хроматической дисперсии при расчёте $OSNR$ также учитываются вносимые ими потери.

В сетях с компенсаторами дисперсии и когерентными форматами модуляции сигналов существенными ограничениями на передачу сигналов в световых путях являются нелинейные эффекты в оптическом волокне. В работах [7] влияние нелинейных искажений на качество передачи в световых путях рассчитывается на основе GN-модели, рассматривающей нелинейные искажения как нелинейный интерференционный гауссов шум. В качестве метрики светового пути может выступать $OSNR_{\text{сп}}$, вычисляемое на основе выражения (4):

$$\frac{1}{OSNR_{\text{сп}}} = \frac{1}{OSNR_{\text{вх}}} + \frac{1}{OSNR_{\text{л}}} + \frac{1}{OSNR_{\text{нл}}}, \quad (4)$$

где $OSNR_{\text{нл}}$ – штраф за деградацию оптического отношения сигнал/шум обусловленный нелинейными искажениями. Известно множество моделей для вычисления $OSNR_{\text{нл}}$. В работе [] представлена формула (5) для вычисления $OSNR_{\text{сп}}$ с учётом линейных и нелинейных искажений. При объединении с моделью учитывающей поляризационно-модовую дисперсию, данный подход актуален для наиболее обобщённого класса оптических сетей с компенсаторами дисперсии, в которых передаются оптические сигналы с фазовой модуляцией и модуляцией интенсивности.

В работе [] представлено выражение для оценки качества световых путей на основе QoT (Quality of Transmission). Данный вариант метрики светового пути учитывает общую дисперсию, представленную комбинацию хроматической и поляризационно-модовой дисперсий, а также шумы накопленного усиленного спонтанного излучения и нелинейными искажениями в волокне. Вычисление QoT в замкнутой форме осуществляется на основе выражения (5):

$$QoT = \sqrt{\frac{\frac{OSNR_{\text{сп}} \cdot f_{\text{опт}}}{EOP} EXTP}{\frac{f_{\text{эл}}}{EOP_{\text{ПМД}}}}}, \quad (5)$$

где EOP и $EOP_{\text{ПМД}}$ – штрафы за потери мощности в результате хроматической и поляризационно-модовой дисперсий соответственно, $EXTP$ – коэффициент экстинкции, $f_{\text{опт}}$ и $f_{\text{эл}}$ – оптическая и электрическая полоса пропускания сигнала, передаваемого в световом пути.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При решении задачи RSA, необходимо производить оценку качества найденных световых путей. Поскольку технологии гибких оптических сетей внедряются в оптические сети с существующей линейно-кабельной инфраструктурой, факторы, влияющие на качество передаваемых сигналов, имеют самый разнообразный характер. Не смотря на рост актуальности задачи RSA в последнее время, существующие метрики для оценки кондиционности световых путей носят упрощенный характер и не учитываются неоднородности спектра *OSNR*, приводящие к существенным вариациям при формировании световых путей на основе многопролётных линий. Кроме того, представленных моделях не учитываются нелинейный предел мощности вводимого в оптическое волокно многоканального сигнала, а также штрафы за совместную передачу сигналов с фазовой модуляцией и модуляцией по интенсивности.

Таким образом, задача формирования метрики светового пути в современных оптических сетях в настоящее время все еще далека от разрешения, а её актуальность растёт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лупес В. Архитектура, технологии и управление эластичных оптических сетей: Редактор серии «Оптические сети»: Бисванат Мукерджи // В. Лупес, Л. Веласко. – Спрингер, 2016. – 299 с.
2. Биджой С.С. Эластичные оптические сети: основы, проектирование, контроль и управление / С.С. Биджой, о Эйдзи. Нью-Дели: Южно-Азиатский университет, 2020. – 232 с.
3. Фокин, В. Г. Когерентные оптические сети / В. Г. Фокин. — 2-е изд., стер. — Санкт-Петербург : Лань, 2023. — 440 с. - ISBN 978-5-507-46352-7. — Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. — URL: <https://e.lanbook.com/book/306827> (дата обращения: 24.02.2024).
4. Ван Ю., Цао Х. и Пан Ю., Исследование маршрутизации и распределения спектра в сетях эластичных оптических путей с разделением спектра // Труды IEEE INFOCOM, 2011 г., Шанхай, Китай, 2011 г., стр. 1503-1511, DOI 10.1109/ИНФКОМ.2011.5934939.
5. Богданова Е. Оптическая маршрутизация в транспортной сети IMT-2020/5G // Первая миля, 2020. №1. С.78-85.
6. Биджой К.С., Норвальд С., Эйджи О. Распределение спектра с учетом нарушений в эластичных оптических сетях: подход, чувствительный к дисперсии // Технология оптического волокна, Том 61, 2021, DOI 10.1016/j.yofte.2020.102431.
7. Старых Д.Д., Самоделкин Л.А., Конышев В.А. Обзор моделей нелинейных преобразований в когерентных ВОЛС. Методы повышения их точности и возможности расширения пределов действия / Фотон-экспресс. – 2023. – № 6(190). – С. 49-50. – DOI 10.24412/2308-6920-2023-6-49-50. – ЭДН ЦБКРГУ.
8. Кузин П.И., Бойко А.П., Обердерфер В.Н. Совершенствование математических моделей волоконно-оптического линейного тракта // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2022. – Т. 19, № 2(212). – С. 26-31. – DOI 10.14489/vkit.2022.02.стр.026-031. – ЭДН ДЖИЕП.

REFERENCES

1. Lupez V. Elastic Optical Networks Architectures, Technologies, and Control: Optical Networks Series Editor: Biswanath Mukherjee // V. Lupez, L. Velasco. – Springer, 2016. – 299 p.

2. Bijoy C.C. Elastic Optical Networks: Fundamentals, Design, Control, and Management / C.C. Bijoy, O Eiji. New Delhi: South Asian University, 2020. – 232 p.
3. Fokin, V. G. Coherent optical networks / V. G. Fokin. — 2nd ed., erased. - St. Petersburg: Lan, 2023. - 440 p. — ISBN 978-5-507-46352-7. — Text: electronic // Lan: electronic library system. — URL: <https://e.lanbook.com/book/306827> (access date: 02/24/2024).
4. Wang Y., Cao X. and Pan Y., A study of the routing and spectrum allocation in spectrum-sliced Elastic Optical Path networks // 2011 Proceedings IEEE INFOCOM, Shanghai, China, 2011, pp. 1503-1511, DOI 10.1109/INFCOM.2011.5934939.
5. Bogdanova E. Optical routing in the IMT-2020/5G transport network // First Mile, 2020. No. 1. P.78-85.
6. Bijoy C.C., Norvald S., Eiji O. Impairment-aware spectrum allocation in elastic optical networks: A dispersion-sensitive approach // Optical Fiber Technology, Volume 61, 2021, DOI 10.1016/j.yofte.2020.102431.
7. Starykh D.D., Samodelkin L. A., Konyshov V. A. Review of models of nonlinear distortions in coherent fiber-optic lines. Methods for increasing their accuracy and methods for expanding the limits of applicability // Photon-express. – 2023. – No. 6(190). – pp. 49-50. – DOI 10.24412/2308-6920-2023-6-49-50. – EDN CBQRGU.
8. Kuzin P.I., Boyko A.P, Oberderfer V.N. Improving mathematical models of a fiber-optic linear path // Bulletin of computer and information technologies. – 2022. – T. 19, No. 2(212). – P. 26-31. – DOI 10.14489/vkit.2022.02.pp.026-031. – EDN JIYEEP.

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА АТМОСФЕРНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ OFDM-ТИПА В ТУРБУЛЕНТНОМ КАНАЛЕ

Р. П. Краснов¹

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

Аннотация. В современных системах цифровой связи имеется постоянный спрос на высокоскоростные широкополосные сети доступа «последней мили». Здесь перспективной технологией являются атмосферные оптические линии связи (АОЛС), которые обладают более высокой эффективностью использования полосы пропускания по сравнению с радиочастотными системами связи. Несмотря на сравнительно сильное влияние атмосферных условий передачи, имеется достаточно способов повышения качества связи. Для увеличения пропускной способности в канале можно применить мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM). В статье рассмотрена система модель АОЛС с бинарной фазовой манипуляцией (BPSK) в турбулентном канале, получены выражения для определения коэффициента битовых ошибок.

Ключевые слова: мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM), атмосферная оптическая линия связи (FSO), двоичная фазовая манипуляция (BPSK).

PERFORMANCE ANALYSIS OF OFDM-BASED FREE – SPACE OPTICAL SYSTEM IN TURBULENT CHANNEL

R. P. Krasnov¹

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

Abstract. There is a constant demand for high-speed broadband “last mile” access networks among modern digital communications systems. As promising technology free-space optics (FSO) can be considered because of higher bandwidth efficiency compared to radio frequency communication systems. Despite the relatively strong influence of atmospheric transmission conditions, there are enough ways to improve communication quality. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) can be used to increase channel capacity. The article considers a system model of an FSO with binary phase shift keying (BPSK) in a turbulent channel, and obtains expressions for determining the bit error rate.

Keywords: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Free-Space Optics (FSO), Binary Phase Shift Keying (BPSK).

1. ВВЕДЕНИЕ

Параметры качества связи систем АОЛС в значительной степени определяются атмосферной турбулентностью, возникающей из-за влияния погоды (дожь, туман и дымка). При этом увеличивается ослабление сигнала, возникает эффект сцинтиляции. Особенно сильно эти эффекты проявляются при дальности связи 1 км и более [1]. Для повышения качества приема и увеличения числа абонентских каналов в АОЛС могут быть использованы технологии OFDM, адаптивной оптики, резервного радиоканала, разнесенного приема и канального кодирования [2].

Для корректного описания влияния канала на качество связи необходима его адекватная статистическая модель. На сегодняшний день используется ряд различных

законов распределения: лог-нормальное (хорошо согласуется при слабой турбулентности), гамма-гамма и К-распределение (более подходят для моделирования средней и сильной турбулентности) [3]. Далее при моделировании влияния турбулентного канала будет применено экспоненциальное распределение Вейбулла как наиболее универсальное, поскольку хорошо согласуется с экспериментальными данными для всех видов турбулентности [3].

2. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ

Рассматривалась система, в которой передача осуществляется BPSK-сигналами на поднесущих OFDM. Структурная схема АОЛС представлена на рисунке 1.

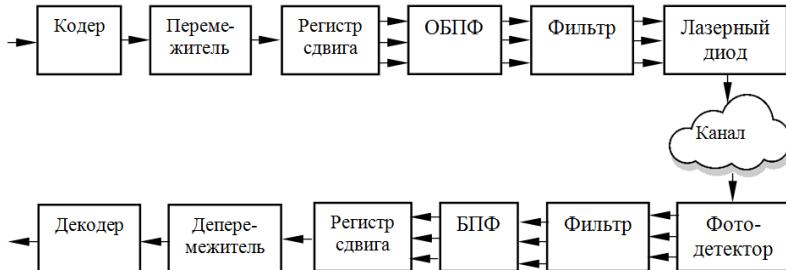


Рис. 1. Блок-схема АОЛС с OFDM.

Данные источника сообщений поступают в перемежитель, где данные переупорядочиваются, а затем в регистр сдвига. Здесь происходит преобразование последовательного кода в параллельный, что означает деление входного потока данных на несколько низкоскоростных. Далее блок обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) переводит полученный набор потоков данных из частотной области во временные переменные.

Запишем получающийся сигнал OFDM для N поднесущих как [4]:

$$S_{OFDM}(t) = \sum_{K=0}^{N-1} s_K(t) = \sum_{K=0}^{N-1} Z_K \exp[j(\omega_K + 2\pi f_{nec})t], \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (1)$$

где $\omega_K = 2\pi K/T_s$ – частота K -ой поднесущей OFDM, Z_K – комплексный символ данных на K -ой поднесущей, f_{nec} – несущая частота, T_s – длительность OFDM- символа.

Сигнал $S_{OFDM}(t)$ модулирует оптический сигнал лазерного излучателя, оптическая мощность которого $P_{вых}(t)$ приобретает вид:

$$P_{вых}(t) = P_{cp} \left[1 + \sum_{K=0}^{N-1} m_K S_K(t) + a_3 \left(\sum_{K=0}^{N-1} m_K S_K(t) \right)^3 \right], \quad (2)$$

здесь P_{cp} – средняя передаваемая мощность, a_3 – коэффициент нелинейности третьего порядка, m_K – индекс оптической модуляции K -ой поднесущей.

Этот оптический OFDM- сигнал передается по атмосферному каналу, статистика которого описывается экспоненциальным распределением Вейбулла.

Принимаемый оптический сигнал конвертируется фотодетектором в электрический, соответствующий ток фотоприемника может быть выражен как:

$$i_{вых}(t) = I_{фд} \left[1 + \sum_{K=0}^{N-1} m_K S_K(t) + a_3 \left(\sum_{K=0}^{N-1} m_K S_K(t) \right)^3 \right] + n(t), \quad (3)$$

где $I_{фд} = \rho P_{cp}$ – постоянная составляющая фототока, ρ – чувствительность фотодиода, $n(t)$ – шум с нулевым средним.

Отношение мощности несущей к шуму (γ_K) в приемнике определяется как:

$$\gamma_K = \frac{(m_K \rho P_{cp} I_{фд})^2}{\sigma_K^2} = \bar{\gamma}_K I_{фд}^2, \quad (4)$$

где $\bar{\gamma}_K$ – среднее отношение сигнал/шум в отсутствие затухания, σ_K^2 - шум, обусловленный интермодуляционными искажениями на K -ой поднесущей [5],

$$\sigma_K^2 = \frac{29a_3^2 m_0^6 I_{\phi\phi}^2}{K} \left[2K(N-K+1) + N(N-5) + 2 - \frac{(-1)^K - (-1)^{2N+K}}{2} \right]^2, \quad (5)$$

$$m_0 = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{K=0}^{N-1} m_K^2}.$$

3. АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ БИТОВЫХ ОШИБОК

При использовании модели турбулентного атмосферного канала на основе экспоненциального распределения Вейбулла плотность вероятности $p_I(I)$ и интегральная функция вероятности $P_I(I)$ определяются соответственно [6]:

$$p_I(I) = \frac{\alpha\beta}{\eta} \left[\frac{I}{\eta} \right]^{\beta-1} \cdot \exp \left[-\left(\frac{I}{\eta} \right)^\beta \right] \times \left(1 - \exp \left[-\left(\frac{I}{\eta} \right)^\beta \right] \right)^{\alpha-1}, \quad (6)$$

$$P_I(I) = \left(1 - \exp \left[-\left(\frac{I}{\eta} \right)^\beta \right] \right)^\alpha. \quad (7)$$

Здесь α , β и η - структурные параметры, определяемые как:

$$\alpha = 3,931 \left(\frac{D}{\rho} \right)^{-0,519}, \quad \beta = (\alpha \sigma_I^2)^{-6/11} \quad (8)$$

где D – диаметр апертуры приемника, $\rho = (1,46 C_n^2 k_0^2 L)^{-3/5}$ – атмосферный радиус когерентности, C_n^2 – структурная константа турбулентности, k_0 – волновое число, L – протяженность канала связи, σ_I^2 – индекс сцинтиляции.

$$\eta = \frac{1}{\alpha \Gamma(1+1/\beta) g(\alpha, \beta)}, \quad (9)$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция, а

$$g(\alpha, \beta) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i (i+1)^{\frac{1-\beta}{\beta}}}{i! \Gamma(\alpha-i)} \Gamma(\alpha).$$

Подставляя (4) в (6) и (7) получим соответственно:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\alpha \beta \gamma^{\beta/2}}{2(\gamma \eta^2)^{\beta/2}} \exp \left[-\left(\frac{\gamma}{\eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \times \left(1 - \exp \left[-\left(\frac{\gamma}{\eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \right)^{\alpha-1}, \quad (10)$$

$$P_\gamma(\gamma) = \left(1 - \exp \left[-\left(\frac{\gamma}{\eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \right)^\alpha. \quad (11)$$

Определим среднюю вероятность битовых ошибок BPSK-сигнала как [7]:

$$P_{BPSK} = N^{-1} \sum_{i=0}^{N-1} erfc \left[\sqrt{\gamma_i} \sin(\pi/2) \right]. \quad (12)$$

Средняя вероятность битовых ошибок для системы АОЛС с OFDM в турбулентном канале определяется как:

$$\bar{P} = - \int_0^\infty \frac{dP_{BPSK}(I)}{dI} p_I(I) dI. \quad (13)$$

Из-за сложности вычисления интеграла (13) применим разложение в ряд на основе обобщенной квадратурной функции Гаусса-Лагерра:

$$\bar{P} = \frac{1}{N\sqrt{\pi}} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^m H_j \left[1 - \exp \left\{ - \left(\frac{\sqrt{\gamma_j}}{\bar{\gamma}_i \eta \sin \frac{\pi}{2}} \right)^\beta \right\} \right]^\alpha, \quad (14)$$

где γ_i – i -ый корень обобщенного многочлена Лагерра $L_m^{(-1/2)}(\gamma)$ [7], а вес H_i можно вычислить как:

$$H_i = \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right) \gamma_i}{m! (m+1)^2 \left[L_{m+1}^{(-1/2)}(\gamma_i)\right]^2}. \quad (15)$$

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование работы АОЛС выполнялось для следующих условий: рабочая длина волны 1550 нм, диаметры апертур приемопередатчиков 20 см, расстояние между приемопередающими модулями 800 м.

На рис. 2, а приведена зависимость вероятности ошибки, определяемой по (14), для различных видов турбулентности при использовании OFDM сигнала с 16 поднесущими. Трасса характеризовалась структурной постоянной показателя преломления $C_n^2 = 3 \cdot 10^{-17}$ и дисперсией Рытова $\sigma_R^2 = 0,2$ ($\sigma_R^2 = 1,23 C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$) для слабой, $C_n^2 = 2,2 \cdot 10^{-15}$ и $\sigma_R^2 = 1,5$ для средней и $C_n^2 = 2 \cdot 10^{-14}$ и $\sigma_R^2 = 16$ для сильной.

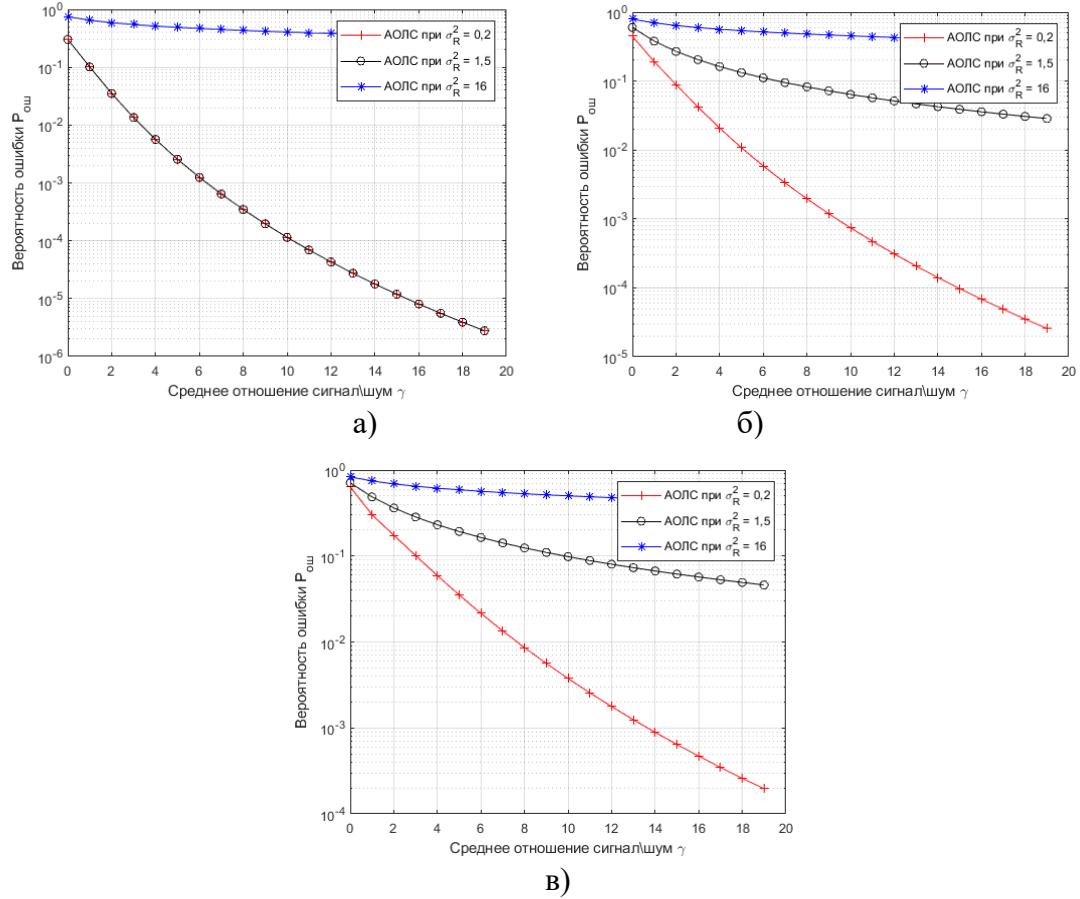


Рис. 2. Битовая ошибка для OFDM - сигнала с $N = 16$ (а), $N = 32$ (б) и $N = 64$ (в).

Аналогично на рис. 2, б и 2, в представлены зависимости вероятностей битовых ошибок для случаев с числом поднесущих 32 и 64 соответственно. Очевидно, рост числа

каналов означает использование более плотной «упаковки» спектральных компонент, что снижает общую помехоустойчивость системы.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена модель атмосферной оптической линии связи в турбулентном канале, использующая OFDM-модуляцию для повышения надежности связи и увеличения числа абонентских каналов. Получены выражения для оценки вероятности ошибки системы передачи. Приведена оценка влияния атмосферной турбулентности и числа поднесущих на качество связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. L. Andrews, R. Phillips, C. Hopen, *Laser Beam Scintillation With Applications*. New York: SPIE Press, 2001, 416 p.
2. H. Willebrand B. Ghuman, *Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Networks*. Indianapolis, IN: Sams Publishing, 2002, 259 p.
3. K. Anbarasi, C. Hemanth, and R. G. Sangeetha, A review on channel models in free space optical communication systems// *Optics Laser Technology*, Vol. 97, 2017, pp. 161–171.
4. Abdelmoula Bekkali et. all *Transmission Analysis of OFDM-Based Wireless Services Over Turbulent Radio-on-FSO Links Modeled by Gamma–Gamma Distribution* // *EEE Photonics Journal* Vol. 2, No. 3, 2010, pp. 510-520.
5. H. E. Nistazakis, A. N. Stassinakis, S. Sinanovic, W. O. Popoola, and G. S.Tombras, Performance of quadrature amplitude modulation orthogonal frequency division multiplexing-based free space optical links with nonlinear clipping effect over gamma–gamma modelled turbulence channels // *Optoelectronics*, Vol. 9, 2015, No. 5, pp. 269-274.
6. 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.
7. P. Concus, D. Cassatt, G. Jaehnig, and E. Melby, Tables for the evaluation of $x^\beta e^{-x} f x dx$ by Gauss-Laguerre quadrature // *Math. Comput.*, Vol. 17, No. 83, 1963, pp. 245–256.

REFERENCES

1. L. Andrews, R. Phillips, C. Hopen, *Laser Beam Scintillation With Applications*. New York: SPIE Press, 2001, 416 p.
2. H. Willebrand B. Ghuman, *Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Networks*. Indianapolis, IN: Sams Publishing, 2002, 259 p.
3. K. Anbarasi, C. Hemanth, and R. G. Sangeetha, A review on channel models in free space optical communication systems// *Optics Laser Technology*, Vol. 97, 2017, pp. 161–171.
4. Abdelmoula Bekkali et. all *Transmission Analysis of OFDM-Based Wireless Services Over Turbulent Radio-on-FSO Links Modeled by Gamma–Gamma Distribution* // *EEE Photonics Journal* Vol. 2, No. 3, 2010, pp. 510-520.
5. H. E. Nistazakis, A. N. Stassinakis, S. Sinanovic, W. O. Popoola, and G. S.Tombras, Performance of quadrature amplitude modulation orthogonal frequency division multiplexing-based free space optical links with nonlinear clipping effect over gamma–gamma modelled turbulence channels // *Optoelectronics*, Vol. 9, 2015, No. 5, pp. 269-274.
6. 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.
7. P. Concus, D. Cassatt, G. Jaehnig, and E. Melby, Tables for the evaluation of $x^\beta e^{-x} f x dx$ by Gauss-Laguerre quadrature // *Math. Comput.*, Vol. 17, No. 83, 1963, pp. 245–256.

АНАЛИЗ СИГНАЛА ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ЦЕЛЬЮ КЛАССИФИКАЦИИ И РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ

Д. Н. Коцюрова^{1,2}, А. И. Калугин^{1,2}, Е. А. Антонов^{1,2}

¹Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова
(ИжГТУ имени М.Т. Калашникова), Ижевск, Россия

²Удмуртский федеральный исследовательский центр, Уральское отделение Российской академии наук (УдмФИЦ УрО РАН), Ижевск, Россия

Аннотация. Распознавание объекта лазерной локации по его дальностному портрету является перспективным направлением. В основе классификации объектов возможно использование метода спектрального анализа сигнала, использование нейросетей и метод сравнения с эталоном. В работе рассмотрена возможность использования метода сравнения с эталоном.

Ключевые слова: дальностный портрет, метод классификации, лазерная локация, распознавание.

ANALYSIS OF THE SIGNAL OF A LASER LOCATION SYSTEM FOR THE PURPOSE OF CLASSIFICATION AND OBJECT RECOGNITION

D.N. Kochurova^{1,2}, A. I. Kalugin^{1,2}, E. A. Antonov^{1,2}

¹Kalashnikov Izhevsk State Technical University (Kalashnikov ISTU), Izhevsk, Russian Federation

²Udmurt Federal Research Center of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences
(UdmFRC UB RAS), Izhevsk, Russian Federation

Abstract. Recognition of a laser location object by its range profile is a promising direction. The classification of objects can be based on the use of the method of spectral analysis of the signal, the use of neural networks, and the method of comparison with a standard. The paper considers the possibility of using the method of comparison with a standard.

Keywords: range profile, classification method, laser location, recognition.

1. ВВЕДЕНИЕ

Помимо задач обнаружения объектов и определения его координат, актуальным направлением в лазерной локации является распознавание и идентификация объекта. Перспективными считаются методы, основанные на анализе дальностного портрета объекта – зависимость принятой после отражения от объекта мощности сигнала от времени [1-3]. Дальностный портрет содержит в себе информацию об объекте, о его геометрии и ракурсе. На основе анализа сигнала происходит обнаружение дальностного портрета и классификация объектов.

2. СПОСОБЫ КЛАССИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИИ

а. Спектральный анализ сигнала

Одним из способов классификации является классификация на основе кепстров – обратное преобразование Фурье логарифма спектральной плотности стационарного случайногопроцесса, выраженного функцией от оси частот [4]. Кепстральный анализ применяется для сигналов, представляющих собой свертку нескольких временных

функций. Однако целесообразно применять кепстарльный анализ при высоких отношениях сигнал-шум.

б. Анализ сигнала с помощью искусственного интеллекта и нейросетей

Данный метод требует наличия обученной нейронной сети. Для обучения применяются известные сигналы от объектов разных форм и размеров [5]. Процесс обучения, как правило, трудоемок и занимает много времени. Кроме того, нейросеть оказывается весьма чувствительной к зашумленности сигнала, что может приводить к значительным ошибкам в распознавании сигнала. Тем не менее, применяя методы дообучения в процессе работы можно достигать хороших результатов.

в. Анализ сигнала методом сравнения с эталонным сигналом

Сравнение с эталоном самый простой способ обнаружения и классификации сигнала. Недостатком метода может служить то, что обычно эталон представляет собой идеальный сигнал, в то время как на реальный сигнал накладывается шумовая составляющая, что может приводить к ошибкам обнаружения. Однако, метод, представленный в работе [6], позволяет выявлять эталон в зашумлённом иискажённом сигнале. Этalonом «пробегаются» по сигналу, производится свёртка и получается новый сигнал. Затем на основе срания отношений амплитуд нового сигнала и относительной амплитуды начального сигнала с величиной (1- K) принимается решение о наличии эталона в сигнале. Величину K называют коэффициентом обобщения, и она может принимать значения от 0 до 1.

3. ЭКСПЕРИМЕНТ

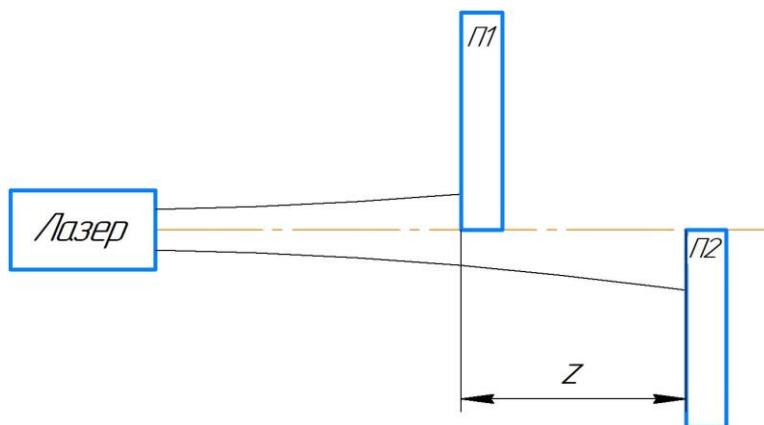


Рис. 1. Схема эксперимента.

Рассмотрим возможность применения метода, представленного в работе [6] для задач классификации объектов лазерной локации. Для этого были проведены экспериментальные измерения временной зависимости мощности лазерного излучения, отражённого от двух бумажных прямоугольников (Π_1 и Π_2), расположенных на расстояниях z от 20 до 120 см друг от друга (рисунок 1). Так как размеры прямоугольников намного превышают размеры лазерного пятна на них, то можем считать их плоскостями. Ось излучения лазерного пучка была направлена на боковую границу одного из прямоугольников, при этом прямоугольники располагались перпендикулярно оси пучка. Начальный импульс имеет колоколообразную гауссову форму с полной длительностью на полувысоте τ равной 2 нс. Также такой начальный сигнал принимался за эталонный, так как при отражении от плоскости времененная форма сигнала не меняется. Результаты эксперимента для расстояний: 67, 37, 30 и 27 см представлены на рисунке 2. Как видно из графиков, при уменьшении расстояния между плоскостями, происходит постепенное перекрытие сигналов.

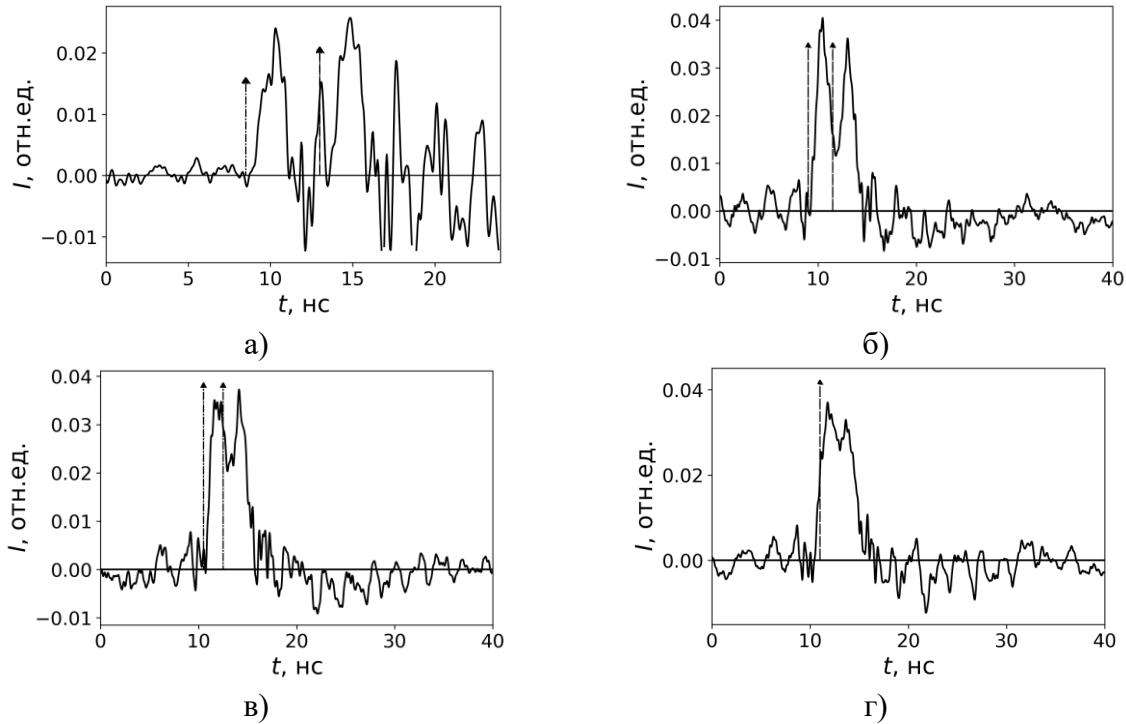


Рис. 2. Сигналы, полученные от плоскостей, расположенных на расстоянии:
а) 67 см (временная задержка между импульсами ~ 4.67 нс), б) 37 см (2.5 нс),
в) 30 см (2 нс), г) 27 см (1.8 нс).

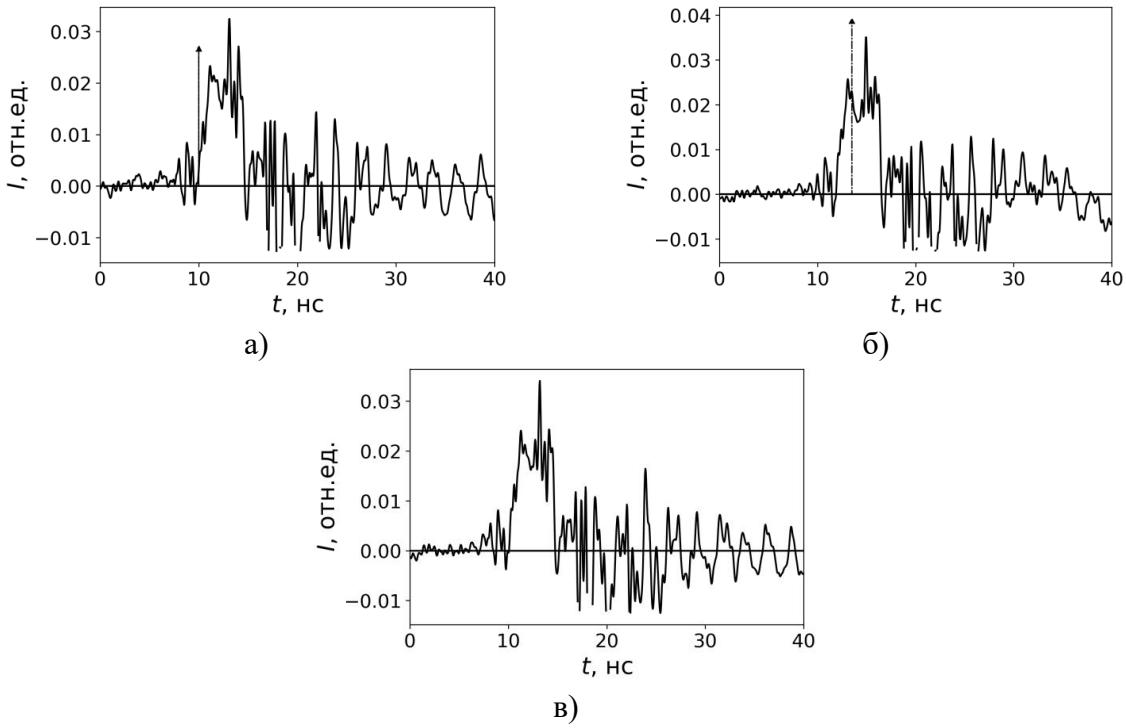


Рис. 3. Сигналы, полученные от плоскостей, расположенных на расстоянии 30 см:
а) обнаружен сигнал от первой плоскости, б) обнаружен сигнал от дальней плоскости, в)
сигнал не обнаружен.

При этом, расстояние между пиками импульсов соответствует удвоенному расстоянию между прямоугольниками. Обнаружения эталона проводились при коэффициенте обобщения $K = 0.1$. Место обнаружения сигнала, то есть его примерное

начало, отмечено стрелкой. Видно, что несмотря на высокую степень зашумлённости и искажения сигнала, метод позволяет разрешать сигналы, от объектов расположенных на расстояниях больше $ct/2$. На дистанциях меньше этого значения могут возникнуть ошибки обнаружения (рисунок 3): обнаружен сигнал только от ближней плоскости, обнаружен сигнал только от дальней плоскости, сигнал не обнаружен.

Также оказалось важно не только положение между пиками (которое соответствует расстоянию между объектами), но и отношение их амплитуд (определяются оптическими характеристиками объектов, их отражательной способностью). Даже для идеальных незашумленных сигналов в случае отношения их амплитуд равного 0.1 наблюдаются ошибки обнаружения более слабого сигнала. Достоверно разделить сигналы возможно только при расстоянии между ними не менее 1.7 длительности импульса.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Метод сравнения с эталоном показал хорошие результаты для задач классификации объектов лазерной локации. Данный метод позволяет в режиме реального времени обнаруживать сигнал от двух плоскостей, вплоть до расстояния между ними равного $ct/2$. Улучшить классификационные свойства метода возможно при использовании нейросетей, которые будут определять коэффициент обобщения для конкретных случаев.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бердышев В. П., Помазуев О. Н., Савельев А. Н., Смолкин М. А., Копылов В. А., Лой В. В. Распознавание классов и типов воздушных объектов по двумерным радиолокационным изображениям в обзорной РЛС // Журнал СФУ. Техника и технологии, 2019, Т. 12, №1. – С. 18-29.
2. Van den Heuvel J.C., Schoemaker R.M., Schleijpen R.H.M.A. Identification of air and sea-surface targets with a laser range profiler // Proc SPIE Laser Radar Technology and Applications XIV, 2009, Vol. 7323. – Pp. 73230Y-1-73230Y-12.
3. Wang, X., Wang, P., Song, Y., Xiang, Q. and Li, J. High-Resolution Range Profile Sequence Recognition Based on Transformer with Temporal–Spatial Fusion and Label Smoothing // Advanced Intelligent Systems, No. 5. – Pp. 2300286.
4. Маковецкая-Абрамова О.В. Идентификация транспортных средств с применением кепстрального анализа // Технико-технологические проблемы сервиса, 2015, Т.34, №4. – С. 66-69.
5. Лабунец Л.В., Борзов А.Б., Ахметов И.М. Распознавание 3D объектов в однопозиционной системе лазерной локации методами интеллектуального анализа импульсных отражательных характеристик // Оптический журнал, 2022, Т. 89, № 4. – С. 40–51.
6. Бархатов, В. А. Обнаружение сигналов и их классификация с помощью распознавания образов // Дефектоскопия, 2006, № 4. – С. 14-27.

REFERENCES

1. Berdyshev V.P., Pomazuev O.N., Saveliev A.N., Smolkin M.A., Kopylov V.A., Loy V.V. Recognition of classes and types of air objects on two-dimensional radar its images in the surveyed radar // J. Sib. Fed. Univ. Eng. technol., 2019, Vol. 12, No. 1. – Pp. 18-29.
2. Van den Heuvel J.C., Schoemaker R.M., Schleijpen R.H.M.A. Identification of air and sea-surface targets with a laser range profiler // Proc SPIE Laser Radar Technology and Applications XIV, 2009, Vol. 7323. – Pp. 73230Y-1-73230Y-12.

3. Wang, X., Wang, P., Song, Y., Xiang, Q. and Li, J. High-Resolution Range Profile Sequence Recognition Based on Transformer with Temporal–Spatial Fusion and Label Smoothing // Advanced Intelligent Systems, No. 5. – Pp. 2300286.
4. Makovetckaia-Abramova O.V. Identification of vehicles using cepstral analysis // Technical and technological problems of service, 2015, Vol.34, No. 4. – Pp. 66-69.
5. Labunets L.V., Borzov AB, Akhmetov I.M. Recognition of 3d objects in a monostatic laser location system via intelligent analysis of pulsed reflectance profiles // Opticheskii Zhurnal, 2022, Vol.89, № 4. – Pp. 40-51.
6. Barkhatov, V. A. Detection of signals and their classification with image-recognition methods // Russian Journal of Nondestructive Testing, 2006, Vol. 42, No. 4. – P. 227-236.

МАКЕТ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ КАДРА СКАНИРОВАНИЯ

И. Е. Гусаров^{1,2}, А. И. Калугин², Е. А. Антонов²

¹Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова
(ИжГТУ имени М.Т. Калашникова), Ижевск, Российская Федерация

²Удмуртский федеральный исследовательский центр, Уральское отделение Российской академии наук (УдмФИЦ УрО РАН), Ижевск, Российская Федерация

Аннотация. Главной характеристикой, говорящей об эффективности работы сканирующей системы, служит качество кадра. При разработке сканирующего блока лазерной локационной системы следует учитывать совокупность множества параметров, влияющих на искажение получаемого кадра сканирования. Данная задача может быть решена при помощи компьютерного моделирования работы сканирующей системы. Для более точного математического описания причин возникновения искажений требуется проведение эксперимента, при котором возможно измерение искомой величины при комплексном влиянии конструктивных параметров системы. Предложена схема макета лабораторной установки пред назначенной для измерения длины строки сканирования формируемой на плоской поверхности. С помощью данной установки проведён эксперимент по измерению длины формируемой строки в зависимости от угла поворота лазерного источника. Результаты, полученные в ходе эксперимента, совпадают с результатами компьютерного моделирования.

Ключевые слова: лазерная локация, сканирование, искажение кадра сканирования, сканирующие элементы, компьютерное моделирование, лабораторная установка.

MODEL OF LABORATORY INSTALLATION FOR MEASUREMENT OF SCAN FRAME DISTORTIONS

I. E. Gusanov^{1,2}, A. I. Kalugin², E. A. Antonov²

¹Kalashnikov Izhevsk State Technical University (Kalashnikov ISTU), Izhevsk,
Russian Federation

²Udmurt Federal Research Center of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences
(UdmFRC UB RAS), Izhevsk, Russian Federation

Abstract. The main characteristic that indicates the effectiveness of the scanning system is the quality of the frame. When developing the scanning unit of a laser ranging system, one should take into account a set of many parameters that affect the distortion of the resulting scanning frame. This problem can be solved using computer simulation of the scanning system. For a more accurate mathematical description of the causes of distortions, it is necessary to conduct an experiment in which it is possible to measure the desired value under the complex influence of the design parameters of the system. A diagram of a laboratory setup designed to measure the length of a scanning line formed on a flat surface is proposed. Using this setup, an experiment was carried out to measure the length of the formed line depending on the angle of rotation of the laser source. The results obtained during the experiment coincide with the results of computer modeling.

Keywords: laser location, scanning, scanning frame distortion, scanning elements, computer modeling, laboratory installation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время технология лазерной локации нашла широкое применение в различных областях сфер деятельности человека, к числу которых относятся геодезия, экологический мониторинг, военное дело и прочие. Важным преимуществом локации пространства с помощью излучения лазера по сравнению с радиолокацией является возможность обнаружения значительно меньших объектов с высокой точностью. Для получения максимальной информации об объекте поперечный размер лазерного пучка на дистанции нахождения объекта должен быть сопоставим с поперечными размерами цели. При локации пространства с широкими угловыми размерами малым лазерным пятном применяются сканирующие системы, которые в подавляющем большинстве представляют собой одно или несколько вращающихся и/или качающихся зеркал, но также возможно применение преломляющих, акусто-оптических или электрооптических сканирующих элементов. Очевидно, что для решения конкретной задачи каждый технический узел локатора должен удовлетворять поставленным к устройству требованиям. Так сканирующая система должна осуществлять заполнение зондируемого пространства импульсами лазерного излучения с необходимой точностью и скоростью с целью получения кадра сканирования с требуемым качеством. Под качеством кадра понимается степень совпадения получаемого кадра сканирования с реального изображением. Качество изображения, получаемого при работе лазерного сканера, служит главным критерием оценки эффективности работы устройства. Данная характеристика определяется множеством параметров. К их числу относятся: коэффициент перекрытия лазерных пятен, величина искажения траектории сканирования и формы лазерного пятна, соотношение размера пятна и размера объектов, составляющих исследуемое пространство и т.д.

Для численной оценки отдельных параметров качества кадра можно использовать результаты, полученные в работах [1-6]. В работе [1] приведён метод оценки искажения траектории сканирования, который заключается в сравнении сетки реальных точек с теоретической сеткой. Метод оценки искажения траектории сканирования в случае использования растровой развёртки рассмотрен в работе [2]. Данный метод является наиболее простым и заключается в определении отношения максимального расстояния между точками в строке/столбце по одной из осей координат к длине строки/столбца. Иной подход продемонстрирован в работе [3]. Здесь оценку искажения формы строк предлагается производить для верхней и нижней части кадра. Неравномерное расположение центров лазерных пятен в строке раstra показано в работе [4]. При этом, проблема уширения лазерного пятна при приближении к краям кадра рассмотрена в работе [5]. Немаловажным является вопрос изменения формы пятна. Так в статье [6] описывается увеличение полуосей проекции пучка, а также их поворот относительно направления распространения излучения.

Причиной возникновения искажений траектории сканирования и формы лазерного пятна в случае использования зеркальных сканирующих элементов является совокупность многих факторов. Так в работе [7] приведены причины возникновения различных искажений кадра, формируемого работой двухзеркальной сканирующей системы. В случае падения излучения на первое зеркало в точку, не лежащую на оси вращения, наблюдается искривление строк и столбцов кадра и вытягивание изображения по одной из осей. При этом величина искривления строк и столбцов тем выше, чем больше угловой размер сканируемой области и, как следствие, больше амплитуда изменения угла поворота зеркал. При изменении угла падения излучения на плоскость зеркала наблюдается значительное искривление столбцов с одной из сторон кадра, возникновение неоднородного распределения точек в строках, а также смешение центра кадра по одной из осей.

Из приведённого обзора видно, что при разработке сканирующего блока лазерной локационной системы следует учитывать совокупность множества параметров, влияющих на искажение получаемого кадра сканирования. Данная задача может быть решена при помощи компьютерного моделирования работы сканирующей системы. Но для более точного математического описания причин возникновения искажений требуется проведение эксперимента, при котором возможно измерение искомой величины при комплексном влиянии конструктивных параметров системы.

Целью данной работы является разработка макета лабораторной установки, предназначенной для измерения искажений кадра сканирования, возникающих при работе сканирующего блока лазерной локационной системы.

2. МАКЕТ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

На рисунке 1 приведена схема макета лабораторной установки. Полигональный дефлектор (далее ПД) с некоторым количеством зеркальных граней вращается вокруг оси, проходящей через его центр. Излучение лазера, установленного под углом α к оси X , отражается от грани ПД и проецируется на плоскость наблюдения, которая расположена под некоторым углом β к оси X на расстоянии L_1 от центра ПД, в виде пятна с поперечным размером D . Таким образом, можно измерить размеры и степень искажения лазерного пучка, а также его положение. При повороте ПД пятно перемещается по плоскости наблюдения в направлении, указанном на рисунке 1. Зафиксировав крайнее левое (X_{\min}) и крайнее правое (X_{\max}) положения пятна можно найти расстояние, которое является длиной строки сканирования L_f , формируемой ПД при заданном угле падения излучения α . Центр выходной апертуры лазера расположен в точке, находящейся на расстояниях L_2 и L_3 от центра ПД вдоль осей X и Y соответственно. При этом пучок направлен так, что центр лазерного пятна пересекает центр грани ПД при её положении перпендикулярно оси X . Лазерный источник имеет некоторый поперечный размер H .

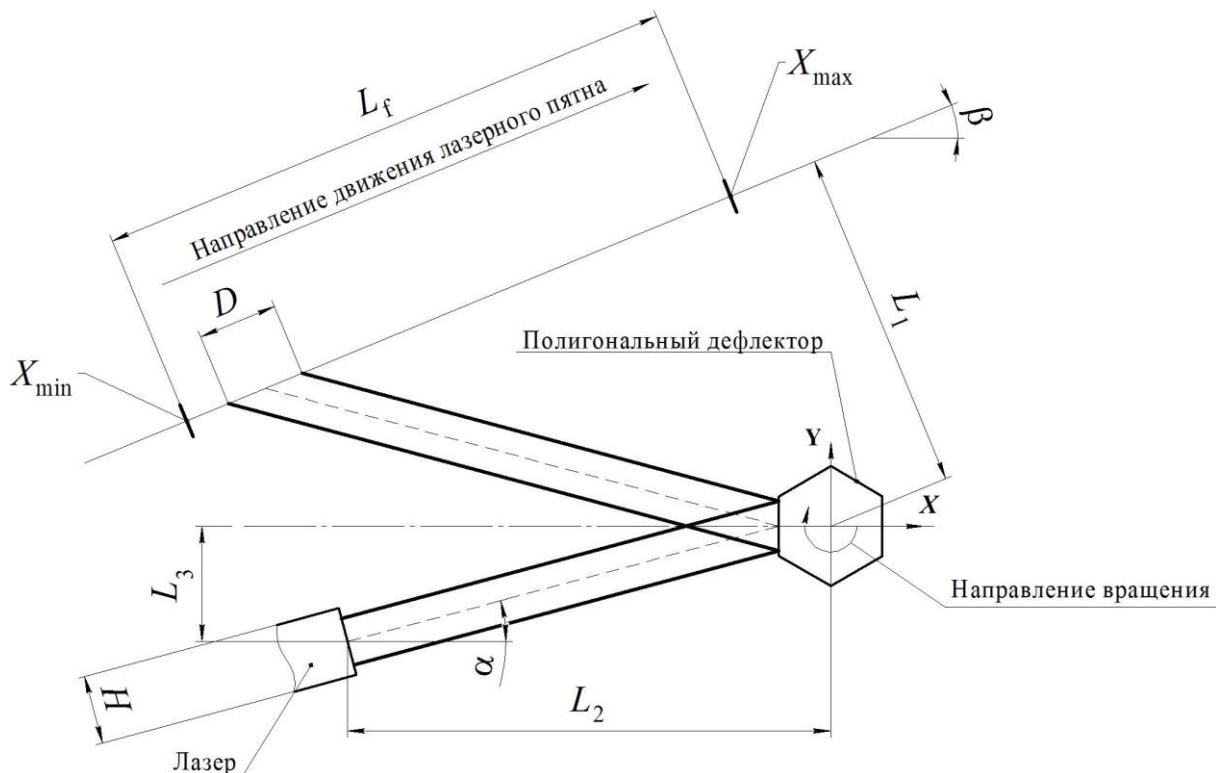


Рис. 1. Схема макета лабораторной установки

Для установки лазера в необходимое положение использована система позиционирования, представляющая собой механическое устройство, позволяющее изменить угловое и пространственное положение зафиксированного на нем элемента.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ РАБОТЫ СКАНЕРА

В основу компьютерной программы для моделирования работы сканирующей системы лазерного локатора легла математическая модель, основанная на результатах работы [2]. Для расчёта хода луча, отраженного от зеркальной поверхности, используется следующее выражение:

$$\vec{R}_i = \vec{R}_{i-1} + \frac{\vec{P}_i - \vec{n}_i \cdot \vec{R}_{i-1}}{\vec{n}_i \cdot \vec{S}_i^{(in)}} \cdot \vec{S}_i^{(in)}, \quad (1)$$

где i – номер зеркала, \vec{R}_i – радиус вектор точки пересечения луча с плоскостью i -го зеркала, \vec{P}_i – расстояние от точки \vec{R}_{i-1} до плоскости i -го зеркала, \vec{n}_i – нормаль к плоскости i -го зеркала, $\vec{S}_i^{(in)}$ – направляющий вектор падающего на i -е зеркало луча. Для определения направляющего вектора отражённого от зеркальной поверхности луча следует воспользоваться законом отражения:

$$\vec{S}_i^{(ref)} = \vec{S}_{i-1}^{(in)} - 2\vec{n}_i (\vec{S}_{i-1}^{(in)} \cdot \vec{n}_i). \quad (2)$$

При этом справедливо:

$$\vec{S}_{i-1}^{(ref)} = \vec{S}_i^{(in)}. \quad (3)$$

Помимо сказанного важно учитывать, что при расчёте следует ограничиться условием:

$$\vec{R}_i \in N_i, \quad (4)$$

где N_i – множество точек, заключенных внутри границ зеркала.

Лазерный пучок представлялся как совокупность лучей, каждый из которых имеет свою начальную точку и направляющий вектор. Для того чтобы оценить ход пучка через оптическую систему и искажения формы пучка при этом, достаточно рассмотреть ход лучей, находящихся на границе пучка (условно принимается, что пучок ограничен каустической поверхностью). Направления лучей выбираются, исходя из расходимости пучка. Рассчитав последовательно отражения лучей от всех зеркальных поверхностей вплоть до области сканирования, получаем положение пучка и его форму на заданной поверхности.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ПРОВЕДЁННОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

В работе проведено моделирование системы имеющей следующие параметры:

- Выходной диаметр лазерного пучка $d = 5$ мм;
- Расходимость излучения $\theta = 5$ мрад;
- Длина волны излучения $\lambda = 532$ нм;
- Число отражающих граней ПД $m = 4$;
- Радиус вписанной в ПД окружности $r = 7$ мм;
- Угловое положение плоскости наблюдения $\beta = 0$ град;
- Расстояние $L_1 = 168$ мм;
- Расстояние $L_2 = 75$ мм.
- Поперечный размер лазерного источника $H = 40$ мм.

Сделаем важное замечание. При работе четырёхгранного дефлектора угловой размер строки сканирования теоретически составляет 180° , а линейный размер строки

при проецировании на плоскую поверхность стремиться к бесконечности. Очевидно, что лазерный источник будет неизбежно перекрывать часть пространства и тем самым уменьшать длину строки. В данном случае целесообразно проводить расчёт при малых значениях угла α , что позволит получить величину L_f соизмеримую с общими габаритами моделируемой системы. Кроме того, при больших углах падения пучка на грань ПД начнет сказываться конечность размера грани, так как проекция пучка на грань будет больше самой грани, что также приведет к ограничению реальной длины строки. Моделирование работы системы проводилось с использованием языка Python. Лазерный пучок моделировался с помощью 180 лучей, расположенных по окружности с диаметром d . При проведении эксперимента был использован лазерный модуль с встроенным коллиматором CPS532.

Как было сказано ранее, для установки выходной апертуры лазера в необходимое положение использовалась система позиционирования. Значение углов поворота α , соответствующих значению на шкале поворота и соответствующие им величины дистанции L_3 , приведены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры системы

Показание шкалы позиционера, отн. ед.	Угол α , град	Дистанция L_3 , мм
0	0	25
1	1,5	29
2	3	34
3	4,7	38
4	6,2	42
5	7,8	46
6	9,2	51

График зависимости длины строки сканирования от угла подачи излучения на грань показан на рисунке 2.

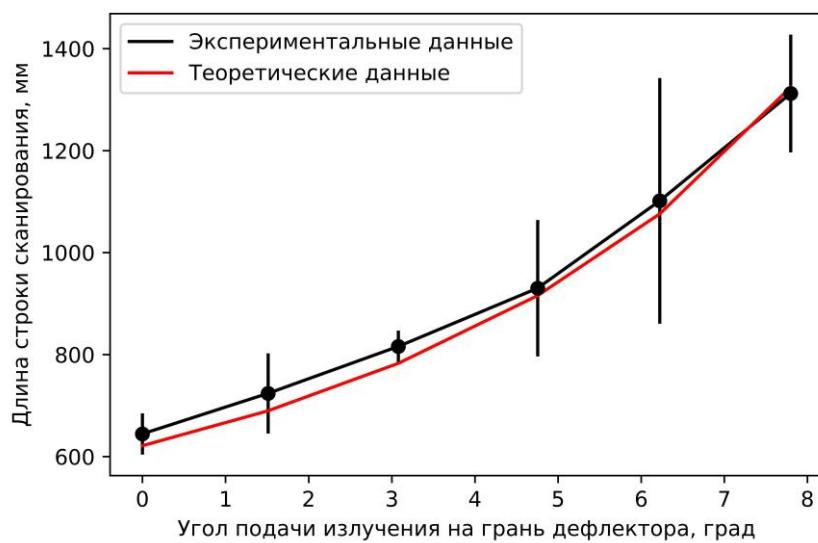


Рис. 2. Зависимость длины строки сканирования от угла подачи излучения

В результате проведённого эксперимента видно, что кривая теоретических данных (данных полученных при компьютерном моделировании) практически совпадает с данными полученными в ходе эксперимента. Расхождение значений лежит в границах доверительного интервала, что говорит о достоверности математической модели.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе описана структура макета лабораторной установки, предназначеннай для измерения искажений кадра сканирования. Результаты, полученные при моделировании сканирующей системы, практически совпадают с результатами, полученными в ходе эксперимента. Разработанная система может быть использована для измерения длины формируемой строки и формы пятна на фиксированном положении отражающего элемента. Анализ искажений строки и формы лазерного пятна позволяет совершенствовать лазерную систему сканирования, повышая качество результатов.

Как было сказано ранее, искажение кадра сканирования зависит от множества факторов. Поэтому, для проведения измерений при комплексном влиянии множества параметров следует усовершенствовать систему. К числу усовершенствований можно отнести добавление степеней свободы при угловом позиционировании лазерного источника. Помимо этого, возможна замена сканирующего элемента или же использование многоэлементной системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jun, X. Correction of the image distortion for laser galvanometric scanning system / X. Jun, H. Shuhuai, D. Zhengcheng, S. Yusheng, W. Shifeng // Optics & Laser Technology. – 2005. – Vol. 37, no.4. – P.305-311. DOI: 10.1016/j.optlastec.2004.04.012.
2. Yajun, Li. Laser beam scanning by rotary mirrors. I. Modeling mirror-scanning devices/ L. Yajun, J. Katz // Applied optics. – 1995. – Vol. 34, no. 28. – P.6403 -16. – DOI: 10.1364/AO.34.006403.
3. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение, 1977. – 600 с.
4. Yajun, Li. Single-mirror beam steering system: Analysis and synthesis of hight-order conic-section scan patterns/ L. Yajun// Applied optics. – 2008. – Vol. 47, no. 3. – P.386-98. – DOI: 10.1364/AO.47.000386.
5. Гусаров И. Е., Калугин А. И., Соболев К. К. Влияние конструктивных параметров лазерного сканера на уширение проекции лазерного пятна // Приборостроение-2023 : материалы 16-й Международной научно-технической конференции, 15-17 ноября 2021 года, Минск, Республика Беларусь / редкол.: О. К. Гусев (председатель) [и др.]. – Минск: БНТУ, 2023. - С. 326-328
6. Yajun, Li. Beam deflection and scanning by two-mirror and two-axis systems of different architectures: a unified approach/ L. Yajun// Applied optics. – 2008. – Vol. 47, no. 32. – P.5976-85. – DOI: 10.1364/AO.47.005976.
7. Manakov, Alkhazur. A mathematical model and calibration procedure for galvanometric laser scanning system/ A. Manakov, H.-P. Seidel, I. Ihrke // Conference: Proceedings of the Vision, Modeling, and Visualization Workshop 2011, Berlin, Germany, 4-6 October, 2011. DOI: 10.2312/PE/VMV/VMV11/207-214

REFERENCES

1. Jun, X. Correction of the image distortion for laser galvanometric scanning system / X. Jun, H. Shuhuai, D. Zhengcheng, S. Yusheng, W. Shifeng // Optics & Laser Technology. – 2005. – Vol. 37, no.4. – P.305-311. DOI: 10.1016/j.optlastec.2004.04.012.
2. Yajun, Li. Laser beam scanning by rotary mirrors. I. Modeling mirror-scanning devices/ L. Yajun, J. Katz // Applied optics. – 1995. – Vol. 34, no. 28. – P.6403 -16. – DOI: 10.1364/AO.34.006403.
3. Miroshnik, M. M., Theoretical foundations of optical-electronic devices. L.: Mechanical engineering, 1977. – 600p.

4. Yajun, Li. Single-mirror beam steering system: Analysis and synthesis of ight-order conic-section scan patterns/ L. Yajun// Applied optics. – 2008. – Vol. 47, no. 3. – P.386-98. – DOI: 10.1364/AO.47.000386.
5. Gusev I. E., Kalugin A. I., Sobolev K. K. Influence of laser scanner design parameters on the broadening of laser footprint // Instrumentation-2023: materials of the 16th International Scientific and Technical Conference, 15-17 November, 2023, Minsk, Republic of Belarus / editorial board: O. K. Gusev (chairman) [and others]. - Minsk: BNTU, 2023. - Pp. 326-328.
6. Yajun, Li. Beam deflection and scanning by two-mirror and two-axis systems of different architectures: a unified approach/ L. Yajun// Applied optics. – 2008. – Vol. 47, no. 32. – P.5976-85. – DOI: 10.1364/AO.47.005976.
7. Manakov, Alkhazur. A mathematical model and calibration procedure for galvanometric laser scanning system/ A. Manakov, H.-P. Seidel, I. Ihrke // Conference: Proceedings of the Vision, Modeling, and Visualization Workshop 2011, Berlin, Germany, 4-6 October, 2011. DOI: 10.2312/PE/VMV/VMV11/207-214

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ

Д. А. Кравчук

ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет», Таганрог, Россия

Аннотация. Существует несколько методов проведения анализа крови и определения её качественных и количественных характеристик: клинический анализ крови, фотометрический, метод проточной цитометрии. Как правило, анализ образцов крови требует инвазивных методов, различных систем тестирования, а образцы ограничены относительно небольшими объемами. Получение и тестирование образцов крови дает бесценную информацию; однако инвазивный анализ имеет недостатки. Забор крови требует инвазивных процедур, которые могут быть неудобными и приводить к неблагоприятным последствиям. Клиническое исследование крови является важным диагностическим методом. Данный вид анализа отображает реакцию кроветворных органов на влияние различных физиологических и патологических факторов. Общий анализ крови включает изучение количественного и качественного состава крови. Оптоакустика – раздел физики, изучающий преобразование оптической энергии в акустическую. Биомедицинская оптоакустическая (OA) визуализация – это гибридный метод, сочетающий в себе преимущества ультразвуковых и оптических методов. При облучении исследуемой среды короткими (10 нс) импульсами лазерного излучения, в светопоглощающей среде происходит локальный нагрев и вследствие термоупругого расширения среды – генерация акустических импульсов, которые предлагаются регистрировать с поверхности исследуемой среды широкополосным ультразвуковым преобразователем. Предлагаемый в статье оптоакустический метод исследования крови – новая область в ультразвуковой диагностике, которая обещает стать альтернативой существующим методам анализа крови. Данный метод основан на возбуждении акустических волн в среде под воздействием высокочастотного лазерного воздействия.

Ключевые слова: оптоакустический эффект, анализ крови.

APPLICATION OF THE OPTOACOUSTIC EFFECT FOR BLOOD DIAGNOSTICS

D. A. Kravchuk

Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "Southern Federal University", Taganrog, Russia

Abstract. There are several methods for analyzing blood and determining its qualitative and quantitative characteristics: clinical blood test, photometric, flow cytometry. Typically, the analysis of blood samples requires invasive techniques, various testing systems, and samples are limited to relatively small volumes. Obtaining and testing blood samples provides invaluable information; however, invasive testing has disadvantages. Drawing blood requires invasive procedures that can be inconvenient and lead to adverse consequences. Clinical blood testing is an important diagnostic method. This type of analysis reflects the reaction of the hematopoietic organs to the influence of various physiological and pathological factors. A general blood test includes the study of the quantitative and qualitative composition of blood. Optoacoustics is a branch of physics that studies the conversion of optical energy into acoustic energy. Biomedical optoacoustic (OA) imaging is a hybrid technique that combines the advantages of ultrasound and optical techniques. When the medium under study is irradiated with short (10 ns) pulses of laser radiation, local heating occurs in the light-absorbing medium

and, due to thermoelastic expansion of the medium, acoustic pulses are generated, which are proposed to be recorded from the surface of the medium under study by a broadband ultrasonic transducer. The optoacoustic method of blood testing proposed in the article is a new area in ultrasound diagnostics, which promises to become an alternative to existing methods of blood analysis. This method is based on the excitation of acoustic waves in a medium under the influence of high-frequency laser irradiation.

Keywords: optoacoustic effect, level of aggregation of erythrocytes.

1. ВВЕДЕНИЕ

Целью данной работы является определение параметров, от которых зависит ОА сигнал, и моделирование оптоакустического отклика от модельной жидкости [1].

Рассмотрим формирование оптоакустического сигнала. Исследуемая среда облучается наносекундными лазерными импульсами. Вследствие поглощения света среды неоднородно нагревается и расширяется, что порождает возникновение акустического импульса (ОА сигнала). Амплитуда давления ОА сигнала пропорциональна изменению температуры среды и зависит от таких параметров среды как плотность ρ , скорость звука c и коэффициент теплового расширения β [2].

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ

При облучении лазерным пучком происходит локальный нагрев среды, в результате чего происходит тепловое расширение среды. Таким образом, в месте поглощения энергии происходит увеличение давления [2-4]. Зависимость давления от поглощённой в среде энергии можно выразить формулой 1:

$$p_0(\vec{r}) = \Gamma H(\vec{r}), \quad (1)$$

где Γ – безразмерный параметр Грюнайзена, отражающий эффективность преобразования тепла в давление [2]; $H(\vec{r})$ – энергия, поглощённая в среде. Параметр Грюнайзена чаще всего полагается равным константе, так как практически не меняется для различных биологических тканей.

Поглощенная энергия в среде определяется коэффициентом оптического поглощения $\mu_0(\vec{r})$ и интенсивностью лазерного излучения $I(\vec{r}, t)$.

При слабой теплопроводности среды диффузия не существенна, поэтому процесс поглощения света можно считать мгновенным [2], временной профиль огибающей интенсивности лазерного импульса $I(z)$ можно представить как:

$$I(z) = I_0 f(t) = I_0 \tau_L \delta(t), \quad (2)$$

где E_0 – плотность энергии лазерного излучения, $\delta(t)$ – функция Дирака (дельта-функция).

Приращение давления можно выразить формулой 3 [2]:

$$p'(z) = \frac{\mu_a c^2 \beta E_0}{c_p} e^{-\mu_a z}. \quad (3)$$

Таким образом, для учёта формы и длительности лазерного импульса, проведём свёртку профиля давления $p'(z)$ и временной огибающей интенсивности лазерного импульса $f(t)$ [2]:

$$p(z, t) = \int_{\tau=0}^t p'(\tau) f(t - \tau) d\tau \quad (4).$$

Для моделирования ОА отклика от модельной жидкости необходимо определить расстояние до хромофора крови, для этих целей используем метод Монте-Карло [5-8].

Моделирование колебательной скорости частиц при облучении поверхности биожидкости одиночным лазерным импульсом представлено на рисунке 1.

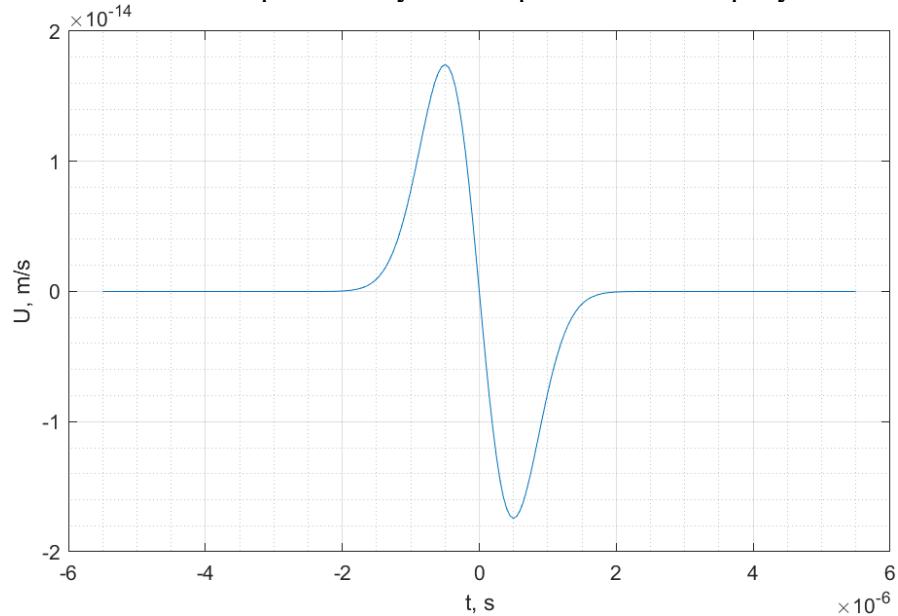


Рис. 1. График зависимости колебательной скорости частиц в среде от времени

Построим график зависимости давления от времени при воздействии одиночного лазерного импульса. Полученный в процессе моделирования график представлен на рисунке 2.

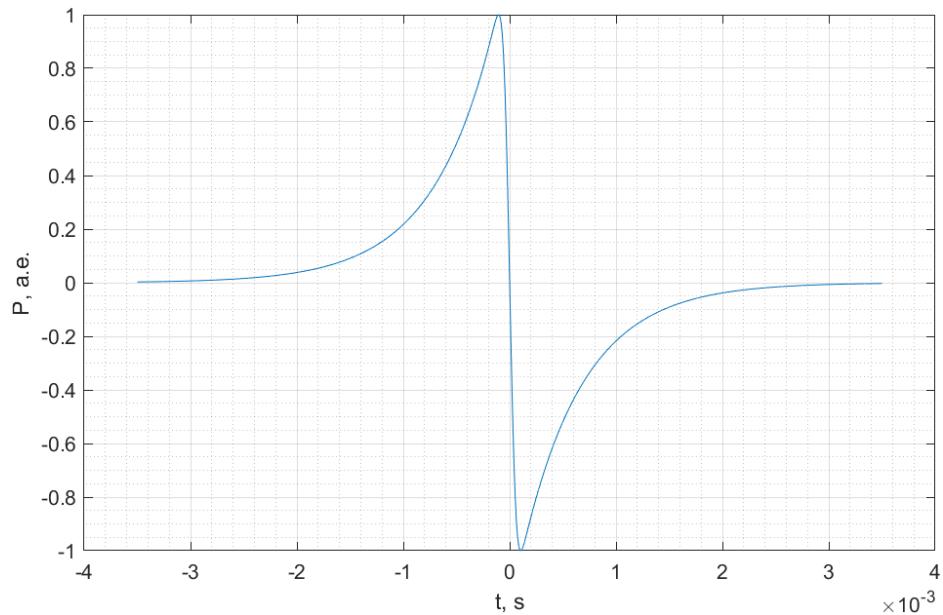


Рис. 2. График зависимости давления в среде от времени

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Оптоакустическое исследование крови может применяться в гематологии, при клиническом анализе крови и диагностике ряда заболеваний по состоянию эритроцитов (таких как степень агрегации, уровень гематокрита), с учетом влияния кожного покрова на формирование оптоакустического сигнала для постановки правильного диагноза [8-10].

ЛИТЕРАТУРА

1. Кравчук Д.А. Старченко И.Б., Орда-Жигулина Д.В. Воронина К.А. Исследование оптоакустических сигналов на моделях эритроцитов в жидкости с контрастными наноагентами // Акустический журнал. 2021. №. 67. С. 345–348.
2. Гусев В.Э., Карабутов А.А. Лазерная оптоакустика. М.:Наука.1991. 304с
3. Егерев С.В., Симановский Я.О. Оптоакустика неоднородных биомедицинских сред: конкуренция механизмов и перспективы применения (обзор) // Акустический журнал. 2022. Vol. 68, № 1. С. 96–116.
4. И. В. Митрофанова, И. В. Мильто, И. В. Суходоло, Г. Ю. Васюков, Возможности биомедицинского применения углеродных нанотрубок. // Бюллетень сибирской медицины, 2014, Т. 13, № 1, с. 135-144.
5. Д. А. Кравчук, И. Б. Старченко, Математическое моделирование оптоакустического сигнала от эритроцитов. // Вестник новых медицинских технологий, 2018, Т. 25, № 1, с. 96-101.
6. Кравчук Д.А. Математическая модель обнаружения внутриэритроцитарных инфекций с помощью оптоакустического метода // Biomedical Photonics. – 2018. – Т. 7. – № 3. – С. 36-42.
7. Кравчук Д.А., Старченко И.Б. Теоретическая модель для диагностики эффекта кислородонасыщения эритроцитов с помощью оптоакустических сигналов // Прикладная физика. – 2018. – № 4. – С. 89-94.
8. Кравчук Д.А. Моделирование восстановления оптоакустического изображения оксигенированных эритроцитов // Прикладная физика. 2021. № 2. С. 73-77.
9. Kravchuk D.A., Starchenko I.B. Reconstruction of the optical acoustic signal for visualization of biological tissue // . В книге: Physics and Mechanics of New Materials and Their Applications. Abstracts & Schedule. Kitakyushu, Japan, 2021. С. 156.
10. Д.А. Кравчук. Результаты экспериментальных исследований оптоакустического отклика в биологических тканях и их моделях // Прикладная физика. 2022. №. 3. С. 63–66.
11. Переволоцкий В.С., Кравчук Д.А. Использование автоматизированных систем для создания онтологических баз знаний // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2024. Т. 16. № 1. С. 54 – 59. doi:10.36724/2409-5419-2024-16-1-54-59

REFERENCES

1. Kravchuk D.A. Starchenko I.B., Orda-Zhilina D.V. Voronina K.A. Study of optoacoustic signals on models of erythrocytes in liquid with contrast nanoagents // Acoustic journal. 2021. Vol. 67. pp. 345–348.
2. Gusev V.E., Karabutov A.A. Laser optoacoustics. M.: Nauka. 1991. 304c
3. Egerev S.V., Simanovsky Ya.O. Optoacoustics of inhomogeneous biomedical media: competition of mechanisms and prospects for application (review) // Acoustic Journal. 2022. Vol. 68, no. 1. pp. 96–116.Kravchuk DA, Starchenko IB, Orda-Zhilina DV, Voronina KA Study of optoacoustic signals on models of erythrocytes in liquid with contrast nanoagents // Acoustic journal. 2021. T. 67. No. 3. S. 345-348.
4. I. V. Mitrofanova, I. V. Milto, I. V. Sukhodolo, G. Yu. Vasyukov, Possibilities of biomedical application of carbon nanotubes. // Bulletin of Siberian Medicine, 2014, T. 13, No. 1, p. 135-144.
5. D. A. Kravchuk, I. B. Starchenko, Mathematical modeling of the optoacoustic signal from red blood cells. // Bulletin of new medical technologies, 2018, T. 25, No. 1, p. 96-101.

6. Kravchuk D.A. Mathematical model for detecting intraerythrocyte infections using the optoacoustic method // Biomedical Photonics. – 2018. – T. 7. – No. 3. – P. 36-42.
7. Kravchuk D.A., Starchenko I.B. Theoretical model for diagnosing the effect of oxygen saturation of erythrocytes using optoacoustic signals // Applied Physics. – 2018. – No. 4. – P. 89-94.
8. Kravchuk D.A. Modeling of restoration of optoacoustic image of oxygenated erythrocytes // Applied Physics. 2021. No. 2. P. 73-77.
9. Kravchuk D.A., Starchenko I.B. Reconstruction of the optical acoustic signal for visualization of biological tissue //. In the book: Physics and Mechanics of New Materials and Their Applications. Abstracts & Schedule. Kitakyushu, Japan, 2021, p. 156.
10. D.A. Kravchuk Results of experimental studies of optoacoustic response in biological tissues and their models // Applied Physics. 2022. Vol. 3. pp. 63–66.
11. Perevolotsky V.S., Kravchuk D.A. Using automated systems to create ontological knowledge bases. H&ES Reserch. 2024. Vol. 16. No. 1. P. 54 – 59. doi:10.36724/2409-5419-2024-16-1-54-599 (In Rus)

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛЮКОЗЫ В КРОВИ IN-VIVO.

А. С. Остриков, Д.А. Кравчук.

ЮФУ, ИНЭП, Таганрог, Россия

Аннотация: В современной медицине большое количество нерешенных проблем, одной из них является измерение глюкозы способом *in-vivo*. Проблема измерения глюкозы заключается в том, что нужно извлечь биологическую пробу, для измерения. В данной статье рассмотрены существующие методы измерения глюкозы *in-vivo* и выбран дальнейший вектор развития.

Ключевые слова: *in-vivo*, глюкоза, оптоакустика, спектроскопия.

CURRENT TRENDS IN MEASURING BLOOD GLUCOSE LEVELS IN VIVO.

A. C. Ostrikov, D.A. Kravchuk.

SFU, INEP, Taganrog, Russia

Abstract. There are a large number of unresolved problems in modern medicine, one of them is the measurement of glucose *in vivo*. The problem with measuring glucose is that you need to extract a biological sample to measure it. In this article, the existing methods of measuring glucose *in vivo* are considered and a further vector of development is selected.

Keywords: *in vivo*, glucose, optoacoustics, spectroscopy.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современной медицине измерение уровня глюкозы в крови обычно происходит с помощью анализаторов крови. Эти аппараты автоматически анализируют образцы крови, определяют концентрацию глюкозы и выдают результаты в цифровой форме. Для измерения глюкозы могут использоваться различные методики, включая цветовые реакции или фотометрию. Точные результаты измерений глюкозы играют важную роль в и контроле различных заболеваний.

2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛЮКОЗЫ IN-VIVO

В медицине проблемой измерения глюкозы *in-vivo* является сложность проведения точных и надежных измерений непосредственно в организме пациента без извлечения образца крови. Традиционные методы измерения глюкозы требуют взятия крови из вены или пальца, что может быть неудобно для пациентов и требует времени на обработку образцов.

Однако в последние годы разрабатываются новые технологии, позволяющие измерять уровень гемоглобина непосредственно в организме, например, с помощью неинвазивных методов, таких как спектроскопия ближнего инфракрасного излучения. Эти методы позволяют проводить измерения без пробоотбора крови и могут быть более удобными и безопасными для пациентов. Однако точность и надежность таких методов требует дальнейших исследований и разработок.

При использовании спектроскопии для измерения глюкозы применяется способность этого белкового пигмента к поглощению и рассеянию света в различных диапазонах длин волн. Спектроскопические методы позволяют определять содержание

глюкозы в крови путем измерения изменений в поглощении или отражении света кровью [1].

Например, ближняя инфракрасная спектроскопия используется для неинвазивного измерения глюкозы, основываясь на изменениях в инфракрасном спектре света, вызванных наличием глюкозы в тканях [1]. Этот метод позволяет быстро и безболезненно оценить уровень глюкозы у пациентов, что может быть особенно важно в клинической практике.

Оптоакустические методы в медицине - это методы, основанные на применении света и ультразвука для диагностики и терапии различных заболеваний человека [2-4]. Этот метод сочетает в себе преимущества обоих типов излучения, позволяя получать детальные изображения органов и тканей с высоким разрешением.

В оптоакустике используется поглощение световых волн тканями, что приводит к их нагреву и вызывает ультразвуковую волну. Это позволяет получить информацию о структуре ткани, ее плотности, температуре, а также об изменениях, происходящих в организме при различных патологических процессах [5-6].

Оптоакустические методы применяются в медицине для диагностики раковых опухолей, сердечно-сосудистых заболеваний, воспалительных процессов, а также для мониторинга эффективности лечения. Благодаря высокой чувствительности и точности таких методов, возможно раннее выявление заболеваний и назначение целенаправленного лечения.

Оптоакустический метод измерения глюкозы сочетает в себе оптические и акустические принципы для оценки содержания глюкозы в крови. Этот метод основан на использовании лазерного излучения для возбуждения форменных элементов крови, содержащих глюкозу, и измерения акустических сигналов, возникающих в результате теплового расширения этих форменных элементов [6-7].

При прохождении лазерного света через ткани глюкоза поглощает свет и преобразует его в тепло, что приводит к микроскопическому расширению тканей и возникновению ультразвуковых волн [6]. Измерение акустических сигналов позволяет определить содержание глюкозы в тканях.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В моей работе проделан обзор существующих методов в современной медицине для измерения уровня глюкозы крови методом *in-vivo*. В дальнейшем планируется разработка устройства на основе оптоакустического метода измерения глюкозы для *in-vivo* исследования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ораевский А. Наночастицы золота и серебра в качестве контрастных веществ для оптоакустической визуализации в фотоакустической визуализации и спектроскопии. Тейлор и Фрэнсис Групп: Нью-Йорк, 2009. стр. 373-386.
2. Жаров В.П., Летохов Б.С. Лазерная оптико-акустическая спектроскопия. М.: Наука, - 1984. – С. 320.
3. Симонов В.А., Саватеева Е.В., Карабутов А.А., Карабутов А.А. (младший) и др. // Вестник РФФИ. - 2014. № 3 (83). - с. 10-20.
4. Сюй М., Ван Л.В. Фотоакустическая визуализация в биомедицине // Rev Sci Instrument 77. – 2006. С. 041101-041122.5) Старченко И.Б.,
5. Кравчук Д.А., Кириченко И.А. Прототип оптоакустического лазерного цитомера. Медицинская техника. 2017. №5. С.4-

6. Кравчук Д.А. Теоретическая модель для диагностики эффекта кислородонасыщения эритроцитов с помощью оптоакустических сигналов. Прикладная физика. Москва. №4 с.89-94.
7. Кравчук Д.А. Модель формирования оптоакустического сигнала от эритроцитов для лазерного цитомера. Лазерная медицина. Москва. 2018. №1. т. 22. С. 57-61.

REFERENCES

1. Oraevsky, A., Gold and silver nanoparticles as contrast agents for optoacoustic imaging, in Photoacoustic imaging and spectroscopy. Taylor and Francis Group: New York, 2009. pp. 373-386.
2. Zharov, V.P., Letokhov, B.C. Laser opto-acoustic spectroscopy. M.: Science, - 1984. – P. 320.
3. Simonov V.A., Savateeva E.V., Karabutov A.A., Karabutov A.A. (Jr.) et al. // Bulletin RFBR. - 2014. № 3 (83). - pp. 10-20.
4. Xu M., Wang LV Photoacoustic imaging in biomedicine // Rev Sci Instrum 77. – 2006. pp. 041101–041122.
5. Kravchuk D.A., Kirichenko I.A. Prototype of an optoacoustic laser cytometer. Medical equipment. 2017. No.5. C.4-
6. Kravchuk D.A. A theoretical model for diagnosing the effect of oxygen saturation of erythrocytes using optoacoustic signals. Applied physics. Moscow. No.4 pp.89-94.
7. Kravchuk D.A. A model for the formation of an optoacoustic signal from erythrocytes for a laser cytometer. Laser medicine. Moscow. 2018. No.1. vol. 22. pp. 57-61.

УВЕЛИЧЕНИЕ ВРЕМЕНИ РАБОТЫ ЛАЗЕРНОЙ УСТАНОВКИ МОНИТОРИНГА ЗАГРЯЗНЕНИЙ АКВАТОРИЙ ВОДОЕМОВ МИКРОПЛАСТИКОМ

В. А. Алексеев¹, М. Р. Зарипов²

¹Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова
(ИжГТУ им. М.Т. Калашникова), Ижевск, Россия

²Удмуртский федеральный исследовательский центр Уральского отделения Российской академии наук (УдмФЦ УрО РАН), Ижевск, Россия

Аннотация. Предложена лазерная установка для проведения мониторинга загрязнений водоемов микрочастицами полиэтилена. Представлена структурная схема установки, размещаемой на беспилотном катере. Отмечена необходимость применения в ее составе многокаскадной системы синхронного некогерентного сложения лазерных пучков на основе трех кольцевых волоконных линий оптической задержки. Данная система позволяет использовать в установке лазерный источник с выходной мощностью 1 мВт и длиной волны 3640 нм, увеличивая мощность его импульсов до 8 мВт и обеспечивая так снижение энергопотребления и увеличение времени работы установки почти в 4.6 раз.

Ключевые слова: микропластик, мониторинг водоемов, сложение лазерных пучков, линия оптической задержки.

OPERATING TIME INCREASE OF LASER SETUP FOR MONITORING OF WATER AREA POLLUTION BY MICROPLASTIC

V. A. Alekseev¹, M. R. Zaripov²

¹Kalashnikov Izhevsk State Technical University (Kalashnikov ISTU), Izhevsk, Russia

²Udmurt Federal Research Center of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences
(UdmFRC UB RAS), Izhevsk, Russia

Abstract. The laser setup for monitoring water area pollution by microparticles of polyethylene is proposed. A block diagram of the setup, placed on an unmanned boat, is presented. The need to use of the multistage system of synchronous incoherent laser beam combining based on three ring fiber optical delay lines in its composition is noted. This system allows the setup to use a laser source with an output power of 1 mW and a wavelength of 3640 nm, increasing the power of its pulses up to 8 mW and thus reducing energy consumption and increasing the operating time of the setup by almost 4.6 times.

Keywords: microplastic, monitoring of water area, laser beam combining, optical delay line.

1. ВВЕДЕНИЕ

Возрастающее загрязнение водных сред частицами микропластика становится в настоящее время довольно актуальной проблемой. Существующие методы мониторинга загрязнения водоемов микрочастицами полиэтилена, сопряженные с отбором проб исследуемой водной среды и последующим их анализом в лабораторных условиях [1], а также методы ИК-спектроскопии [2] не обеспечивают контроля загрязнений в режиме реального времени. Задача оперативного мониторинга водоемов на загрязнение частицами микропластика может быть решена путем применения лазерных зондирующих устройств, размещаемых на беспилотных водных транспортных

средствах. В роли такой системы может выступать установка, описанная авторами в [3]. Она способна размещаться на автономном беспилотном исследовательском катере типа Saildrone Explorer [4] и сможет решать такие задачи: обнаружение микрочастиц гидрозоля в большом объеме водной; идентификация микрочастиц полиэтилена среди других загрязняющих частиц; работа в режиме реального времени при непрерывном движении катера по исследуемой акватории.

С учетом наличия в составе установки таких устройств с высоким энергопотреблением, как источник лазерного излучения и электродвигатели катера, перед авторами возникает задача увеличения времени автономной работы установки путем снижения ее энергопотребления.

2. УСТАНОВКА ДЛЯ МОНИТОРИНГА ЗАГРЯЗНЕНИЙ МИКРОПЛАСТИКОМ

Рассматриваемая установка содержит исследовательскую трубу (трубу Шаубергера), на внутренней поверхности которой имеются выступы специальной формы. За счет них частицы гидрозоля с плотностью большей, чем у водной среды концентрируются в центре потока жидкости, протекающей через эту трубу. Она закреплена под катером и внутри нее размещается оптико-электронный узел, состоящий из передающей и приемной частей, узел электроники при этом размещается на борту катера. Передающая часть обеспечивает формирование нескольких коллимированных пучков лазерного излучения, зондирующих водную среду. Рассеянное в среде излучение проходит в приемную часть, где оптический сигнал преобразуется в электрический и поступает затем в узел электроники для его дальнейшего усиления, обработки и анализа.

Однако мутность контролируемой водной среды и наличие в ней взвешенных примесей различной природы (песка, глины, шлама, продуктов физиологической переработки, грибков, водорослей и др.) могут привести к значительному рассеянию и дополнительному ослаблению зондирующего лазерного излучения. В результате происходит снижение отношения «сигнал/шум» при регистрации оптического сигнала фотоприемным блоком, что, как следствие, может серьезно ограничить чувствительность и точность измерения концентрации микропластика в исследуемой акватории. Это в свою очередь потребует применения в составе рассматриваемой установки мощного импульсного лазерного источника, способного обеспечить оперативный контроль водной среды за счет проникновения лазерного излучения на всю ее толщину. В то же время использование такого источника приведет к возрастанию энергопотребления всей установки в целом и уменьшению времени ее автономной работы без подзарядки аккумуляторной батареи.

Существует ряд способов повышения пиковой мощности (амплитуды) лазерного импульса, среди которых можно выделить следующие: компрессия лазерных импульсов [5]; применение оптических усилителей [6]; сложение лазерных пучков, сформированных несколькими лазерными источниками [7]. Тем не менее, ни один из них не позволяет обеспечить повышения амплитуды без изменения длительности лазерного импульса или без увеличения энергопотребления.

Для решения этой проблемы авторами предложен подход, который заключается в перераспределении энергии серии N лазерных импульсов и ее концентрации в одиночном импульсе без изменения его длительности. Для этого импульсный лазер соединяется с системой синхронного сложения лазерных пучков, принцип действия которой наглядно демонстрируется с помощью временной диаграммы (рисунок 1).

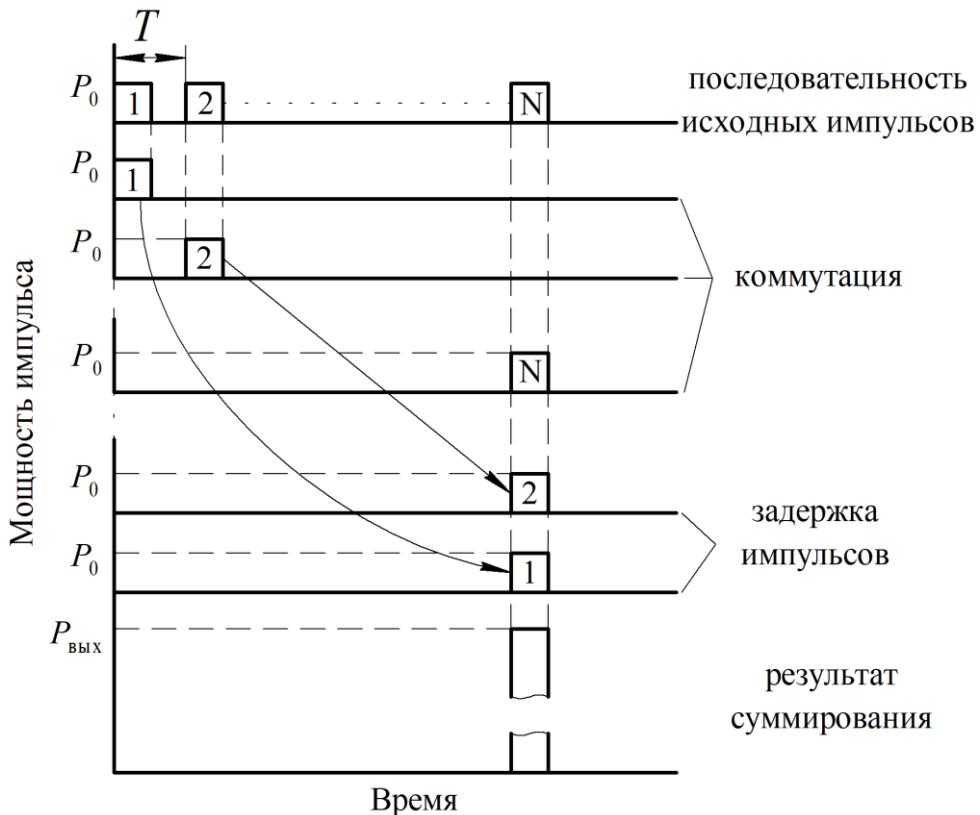


Рис. 1. Временная диаграмма формирования импульсов при синхронном сложении на линиях задержки: P_0 – пиковая мощность исходного импульса; $P_{\text{вых}}$ – пиковая мощность выходного импульса

В систему поступает лазерное излучение с частотой следования импульсов $1/T$. Затем N лазерных импульсов последовательно за счет коммутации поступают в узел оптической задержки. Он обеспечит синхронизацию импульсов и их синхронное сложение в узле суммирования всех N импульсов после линий задержки, способствуя формированию импульса с амплитудой, равной сумме амплитуд исходных лазерных импульсов с учетом потерь в системе сложения. Частота следования импульсов $1/T$ при этом уменьшится в N раз, однако это не является критичным для большинства задач, где требуется формирование лазерного импульса высокой пиковой мощности (лазерная дальномерия, экологический мониторинг воздушных и водных сред, медицинские лазерные системы и др.).

Данный способ был реализован авторами с помощью технически простой системы синхронного некогерентного сложения лазерных пучков (СНС), построенной на основе одиночной кольцевой волоконно-оптической линии задержки. При этом данная линия задержки сформирована соединенными между собой волоконно-оптическим сумматором 2x1 (ВОС 2x1) и волоконно-оптическим коммутатором 1x2 (ВОК 1x2). В [8] авторами было показано, что с помощью такой системы можно достичь предельного коэффициента увеличения амплитуды лазерного импульса $\eta = 2$ при условии применения кварцевых волоконных световодов (ВС) на длине волны излучения $\lambda = 1550$ нм. Это уже позволяет заменить мощные лазерные источники с высоким энергопотреблением на лазеры с двукратно меньшей выходной мощностью и сниженным энергопотреблением.

Зондирование водной среды должно производиться в спектральной области от 3.3 до 3.6 мкм, в которой поглощение пластика в несколько раз превышает степень поглощения воды [9, 10]. Таким образом, в составе установки в качестве источника излучения такого спектрального диапазона могут использоваться лазерные диоды,

квантово-каскадные лазеры или параметрические генераторы света. Кроме того, кварцевые ВС уже не могут использоваться в составе СНС, обеспечивающей повышение пиковой мощности. С учетом, что лазерный источник в данной установке излучает в среднем ИК диапазоне, СНС может быть построена на основе таких ВС: из фторида индия InF_3 (удельные потери на длину волокна $A_{BC} \sim 10^0$ дБ/км); из фторида циркония ZrF_4 ($A_{BC} \sim 10^1$ дБ/км); из халькогенидов ($A_{BC} \sim 10^2$ дБ/км); из поликристаллических материалов, в частности бромистого серебра ($A_{BC} \sim 10^3$ дБ/км) [11]. Очевидно, что целесообразнее всего будет изготовить СНС из InF_3 -ВС, для которых $A_{BC} = 4$ дБ/км. В этом случае коэффициент увеличения также будет достигать $\eta = 2$.

Для рассматриваемой установки предлагается использовать многокаскадную СНС, состоящую из трех последовательно соединенных друг с другом волоконных «кольец», каждый из которых является каскадом системы (рисунок 2).

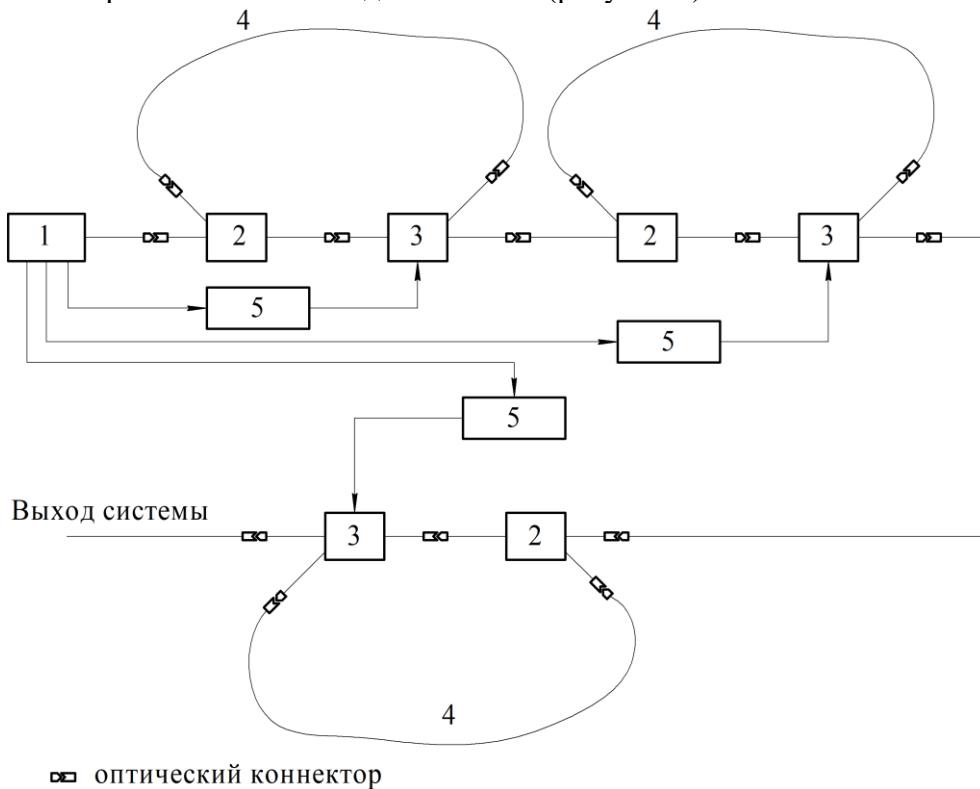


Рис. 2. Схема трехкаскадной системы некогерентного синхронного сложения лазерных пучков на кольцевых волоконных линиях задержки: 1 – импульсный лазерный источник; 2 – волоконно-оптический сумматор 2x1; 3 – волоконно-оптический коммутатор 1x2; 4 – отрезок волокна кольцевой линии задержки; 5 – счетчик импульсов

В такой СНС N_1 импульсов, генерируемых лазером 1, поступят на вход ВОС 2x1 2 первого каскада и позволят в результате их синхронного сложения сформировать на выходе его ВОК 1x2 3 один из N_2 импульсов. В свою очередь из первого каскада на вход второго поступит N_2 лазерных импульсов, которые затем будут синхронно просуммированы в кольцевой линии задержки второго каскада, формируя один из N_3 импульсов. Последовательность данных N_3 импульсов вводится в последний третий каскад СНС и процесс сложения повторяется с формированием в конечном итоге выходного суммарного импульса на выходе всей СНС. Такая конструкция СНС позволила дополнительно увеличить коэффициент η , значение которого достигло 8.

На рисунке 3 приведена схема, демонстрирующая действие установки мониторинга загрязнений микропластиком.

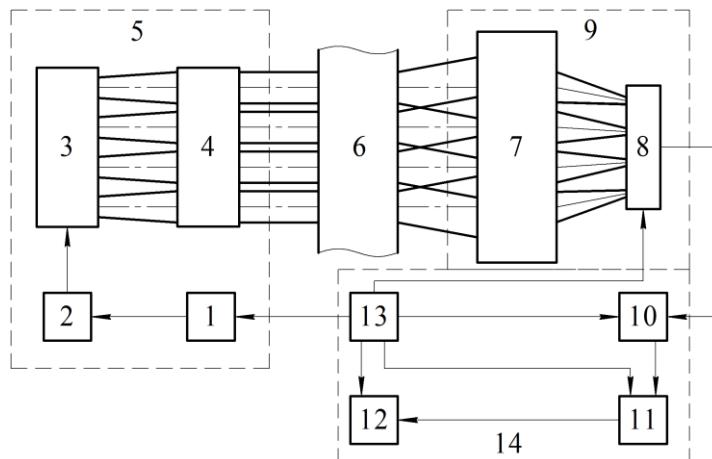


Рис. 3. Схема лазерной установки мониторинга загрязнений микропластиком:

- 1 – источник лазерного излучения;
- 2 – система некогерентного сложения пучков;
- 3 – волоконно-оптический сплиттер;
- 4 – коллимирующая система;
- 5 – передающая часть оптико-электронного узла;
- 6 – водная среда;
- 7 – приемная система;
- 8 – фотоприемный блок;
- 9 – приемная часть оптико-электронного узла;
- 10 – усилитель;
- 11 – блок обработки;
- 12 – радиопередатчик;
- 13 – блок питания;
- 14 – узел электроники

Передающая часть кроме лазера 1 содержит также СНС 2 и волоконно-оптический сплиттер (разветвитель) 3, к выходам которого присоединяются волоконные коллиматоры, образующие коллимирующую систему 4. Это позволяет сформировать мощный зондирующий лазерный пучок в виде узконаправленной полосы в его поперечном сечении. Непоглощенное водой и нерассеянное частицами лазерное излучение поступает через приемную систему 7 на фотоприёмный блок 8, который после предварительного усиления принятого оптического сигнала в блоке 9 передает информацию в блок обработки 10. Тот в свою очередь направляет полученные данные в центр управления беспилотным катером через радиопередатчик 11. Там с помощью программного обеспечения, установленного на персональном компьютере, осуществляется обработка принятой информации и определяется наличие или отсутствие частиц полиэтилена в исследуемой области акватории водоема. В конечном итоге в результате таких измерений при постоянном движении беспилотного судна осуществляется построение карты загрязнений водоема микропластиком.

В результате использования СНС стало возможным применение в составе установки лазерного диода типа FNPL-1S-3640-DFB [30], генерирующего излучение с длиной волны $\lambda = 3640$ нм и выходной мощностью 1 мВт. Подключение такого лазера к СНС позволит сформировать излучение мощностью 8 мВт, достаточной для зондирования водной среды при обнаружении в ней загрязняющих частиц микропластика.

3. ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ АВТОНОМНОЙ РАБОТЫ УСТАНОВКИ

Наибольшие затраты энергии идут на постоянно работающие двигатель катера и лазер. Выбор экономичного двигателя возможен при использовании импульсных микродвигателей. Экономия энергии лазера при этом реализуется за счет применения системы синхронного сложения лазерных импульсов на кольцевой линии задержки.

Целесообразность применения СНС в составе рассматриваемой установки можно подтвердить, оценив время ее автономной работы, в течение которого она без дополнительной подзарядки источников питания может выполнять задачи по обнаружению микрочастиц полиэтилена в исследуемой акватории, перемещаясь по ней

и передавая информацию в центр управления. При этом сравниваются два случая: без СНС в составе установки и с СНС.

Оценка осуществлялась через значения рабочих токов лазера: $I_e = 140$ мА при генерации выходной мощности $P_e = 1$ мВт в случае, когда он соединен с СНС, и $I_m = 640$ мА при генерации выходной мощности $P_m = 8$ мВт в случае, когда он не соединен с СНС. Также отношение токов I_m к I_e показывает, что энергопотребление лазерного источника снизилось почти в 4.6 раз при его подключении к СНС.

В таблице 1 представлены результаты такой оценки при условии, что лазерные источники питались от аккумуляторных батарей емкостью q_w 3600, 5000, 10000 и 20000 мА·ч.

Таблица 1. Время автономной работы установки

Емкость q_w , мА·ч	Время работы, ч	
	без СНС	с СНС
3600	5.6	25.7
5000	7.8	35.7
10000	15.6	71.4
20000	31.1	142.9

Очевидно, что применение каскадной системы некогерентного сложения на трех кольцевых линиях задержки способствует увеличению времени работы установки и приводит также к повышению ее степени автономности.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Авторами предложена схема установки, позволяющей решить актуальную задачу оперативного мониторинга акватории водоемов на загрязнение микрочастицами полиэтилена. Это обеспечивается путем ее размещения на беспилотном катере с использованием оптико-электронной аппаратуры, выполняющей измерение оптической плотности водной среды на длине волны 3640 нм в режиме реального времени.

Для увеличения времени работы авторами предложена система синхронного некогерентного сложения лазерных пучков на кольцевой волоконно-оптической линии задержки, которая способна увеличить амплитуду лазерных импульсов, зондирующих водную среду. Это в свою очередь позволяет использовать в составе установки лазерные источники меньшей выходной мощности и, тем самым, обеспечивает снижение энергопотребления всей установки в целом почти в 4.6 раз и, соответственно, увеличение времени ее автономной работы без дополнительной подзарядки аккумуляторных батарей также почти в 4.6 раз.

Такие результаты в дальнейшем могут найти применение при разработке научно-исследовательского оборудования, предназначенного для экологического контроля водоемов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hidalgo-Ruz V. Microplastics in the marine environment: a review of the methods used for identification and quantification / Hidalgo-Ruz V., Gutow L., Thompson R.C., Thiel M. // Environmental Science & Technology, 2012, Vol. 46, № 6. – P. 3060–3075.
2. Ourgaud M. Identification and Quantification of Microplastics in the Marine Environment Using the Laser Direct Infrared (LDIR) Technique / Ourgaud M., Phuong N. N., Papillon L., Panagiotopoulos C., Galgani F., Schmidt N., Fauvette V., Brach-Papa C.,

Sempéré R. // Environmental Science & Technology, 2022, Vol. 56, № 14. – P. 9999–10009.

3. Алексеев В. А. Проект автономного микрокатера с лазерным устройством для оценки загрязнения микропластиком акватории водоемов / Алексеев В. А., Юран С. И., Зарипов М. Р., Усольцев В. П. // Приборы и методы измерений, 2023, Т. 14, № 2. – С. 106–114.
4. Unmanned Surface Vehicles - Saildrone. <https://www.saildrone.com/technology/vehicles>, 14.07.2023.
5. Хазанов Е. А. Компрессия фемтосекундных лазерных импульсов с помощью фазовой самомодуляции: за 40 лет от киловатт до петаватт // Квантовая электроника, 2022, Т. 52, № 3. – С. 208–226.
6. Lesparre F. Yb:YAG single-crystal fiber amplifiers for picosecond lasers using the divided pulse amplification technique / Lesparre F., Gomes J. T., Délen X., Martial I., Didierjean J., Pallmann W., Resan B., Druon F., Balembois F., Georges P. // Optics Letters, 2016, Vol. 41, № 7. – P. 1628–1631.
7. Lei C. Incoherent beam combining of fiber lasers by an all-fiber 7×1 signal combiner at a power level of 14 kW / Lei C., Gu Y., Chen Z., Wang Z., Zhou P., Ma Y., Xiao H., Leng J., Wang X., Hou J., Xu X., Chen J., Liu Z. // Optics Express, 2018, Vol. 26, № 8. – P. 10421–7.
8. Алексеев В. А. Повышение пиковой мощности импульсного источника лазерного излучения с применением кольцевой волоконной линии задержки / Алексеев В. А., Зарипов М. Р., Перминов А. С., Ситникова Е. А., Усольцев В. П., Юран С. И. // Приборы и методы измерений, 2019, Т. 10, № 2. – С. 151–159.
9. Купцов А. Х., Жижин Г. Н. Фурье-КР и Фурье-ИК спектры полимеров. М.: Техносфера, 2013. – 696 с.
10. Hale G. M. Optical Constants of Water in the 200-nm to 200- μm Wavelength Region / Hale G. M., Querry M. R // Applied Optics, 1973, Vol. 12, № 3. – P. 555–563.
11. Tao G. Infrared fibers / Tao G., Ebendorff-Heidepriem H., Stolyarov A.M., Danto S., Badding J. V., Fink Y., Ballato J., Abouraddy A. F. // Advances in Optics and Photonics, 2015, Vol. 7, № 2. – P. 379–458.

REFERENCES

1. Hidalgo-Ruz, V. Microplastics in the marine environment: a review of the methods used for identification and quantification / Hidalgo-Ruz V., Gutow L., Thompson R.C., Thiel M. // Environmental Science & Technology, 2012, Vol. 46, No. 6. – Pp. 3060–3075.
2. Ourgaud, M. Identification and Quantification of Microplastics in the Marine Environment Using the Laser Direct Infrared (LDIR) Technique / Ourgaud M., Phuong N. N., Papillon L., Panagiotopoulos C., Galgani F., Schmidt N., Fauvette V., Brach-Papa C., Sempéré R. // Environmental Science & Technology, 2022, Vol. 56, No. 14. – Pp. 9999–10009.
3. Alekseev, V. A. The Project of an Autonomous Microboat with a Laser Device for Estimation of Water Area Pollution by Microplastic / Alekseev V. A., Yuran S. I., Zaripov M. R., Usol'tsev V. P. // Devices and Methods of Measurements, 2023, Vol. 14, No. 2. – Pp. 106–114.
4. Unmanned Surface Vehicles - Saildrone. <https://www.saildrone.com/technology/vehicles>, 14.07.2023.
5. Khazanov, E. A. Post-compression of femtosecond laser pulses using self-phase modulation: from kilowatts to petawatts in 40 years // Quantum Electronics, 2022, Vol. 52, No. 3. – Pp. 208–226.

6. Lesparre, F. Yb:YAG single-crystal fiber amplifiers for picosecond lasers using the divided pulse amplification technique / Lesparre F., Gomes J. T., Délen X., Martial I., Didierjean J., Pallmann W., Resan B., Druon F., Balembois F., Georges P. // Optics Letters, 2016, Vol. 41, No. 7. – Pp. 1628-1631.
7. Lei, C. Incoherent beam combining of fiber lasers by an all-fiber 7×1 signal combiner at a power level of 14 kW / Lei C., Gu Y., Chen Z., Wang Z., Zhou P., Ma Y., Xiao H., Leng J., Wang X., Hou J., Xu X., Chen J., Liu Z. // Optics Express, 2018, Vol. 26, No. 8. – Pp. 10421-7.
8. Alekseev, V. A. Increasing of Pulsed Laser Source Peak Power by Use of Ring Fiber-Optic Delay Line / Alekseev V. A., Zaripov M. R., Perminov A. S., Sitnikova E. A., Usol'tsev V. P., Yuran S. I. // Devices and Methods of Measurements, 2019, Vol. 10, No. 2. – Pp. 151-159.
9. Kupcov, A. H., Zhizhin, G. N. Fourier Raman and IR Spectra of polymers. M.: Tehnosfera, 2013. – 696 p.
10. Hale, G. M. Optical Constants of Water in the 200-nm to 200- μm Wavelength Region / Hale G. M., Querry M. R // Applied Optics, 1973, Vol. 12, No. 3. – Pp. 555-563.
11. Tao, G. Infrared fibers / Tao G., Ebendorff-Heidepriem H., Stolyarov A.M., Danto S., Badding J. V., Fink Y., Ballato J., Abouraddy A. F. // Advances in Optics and Photonics, 2015, Vol. 7, No. 2. – Pp. 379–458.

АКТИВНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ДИАГРАММОБРАЗУЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И НЕСИММЕТРИЧНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ВИВАЛЬДИ

Д. К. Проскурин¹

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

Аннотация. В данной статье разработана многолучевая антенная система. Она используется в аппаратуре управления и передачи данных в БПЛА. Антенная система может быть активной и пассивной; при реализации активной антенной системы дуплексоры, усилители мощности и малошумящие усилители включаются между антенными входами линзы Люнеберга и антенными элементами

Ключевые слова: антенная система, линза Люнеберга, полоса рабочих частот, диаграмма направленности.

AN ACTIVE MULTIPATH ANTENNA SYSTEM WITH A DIAGRAM-FORMING SYSTEM BASED ON A FLAT LUNEBERG LENS AND ASYMMETRIC VIVALDI EMITTERS

D. K. Proskurin¹

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

Abstract. In this report, a multipath antenna system has been developed. It is used in the control and data transmission equipment in UAVs. The antenna system can be active and passive; when implementing an active antenna system, duplexers, power amplifiers and low-noise amplifiers are switched on between the antenna inputs of the Luneberg lens and the antenna elements

Keywords: antenna system, Luneberg lens, operating frequency band, radiation pattern.

1. ВВЕДЕНИЕ

Рассматриваемая многолучевая антенная система разработана для аппаратуры управления и передачи данных, размещаемой на БПЛА. Антенная система может быть реализована активной, а также – пассивной; питание ее элементов осуществляется с помощью полноазимутальной линзы Люнеберга с оболочкой. Линза состоит из трех диэлектриков: в центре – полистирол (диэл. проницаемость 2.56), среднее кольцо – полиэтилен (диэл. проницаемость 2.3), внешнее кольцо – тефлон (диэл. проницаемость 2.1).

2. МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА

Линза разделена пополам перфорированным металлическим экраном. Нижняя часть линзы возбуждается с помощью полосковых трансформаторов; цилиндрические волны, излучаемые торцами полосковых трансформаторов, распространяются в плоской линзе Люнеберга, при этом параметры перфорированного металлического экрана выбираются таким образом, чтобы большая часть энергии волны переносилась бы из нижней части линзы в верхнюю ее часть (рис.1-3).

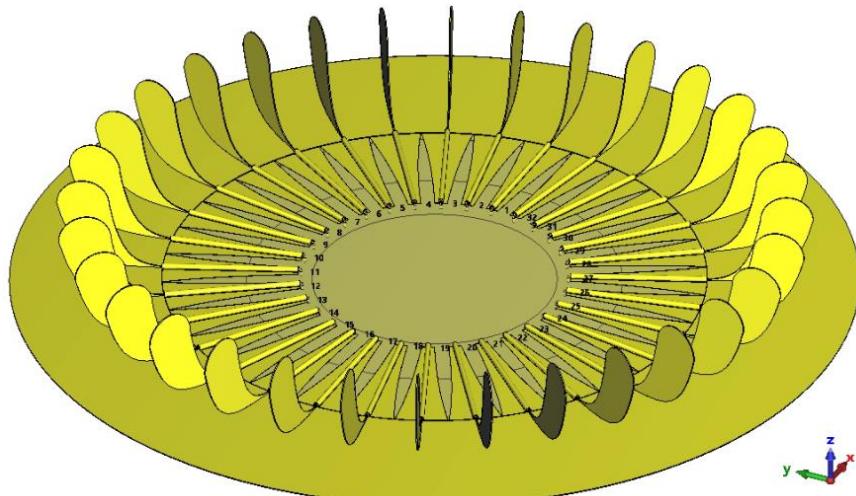


Рис. 1. Модель антенной системы. Вид в объеме.

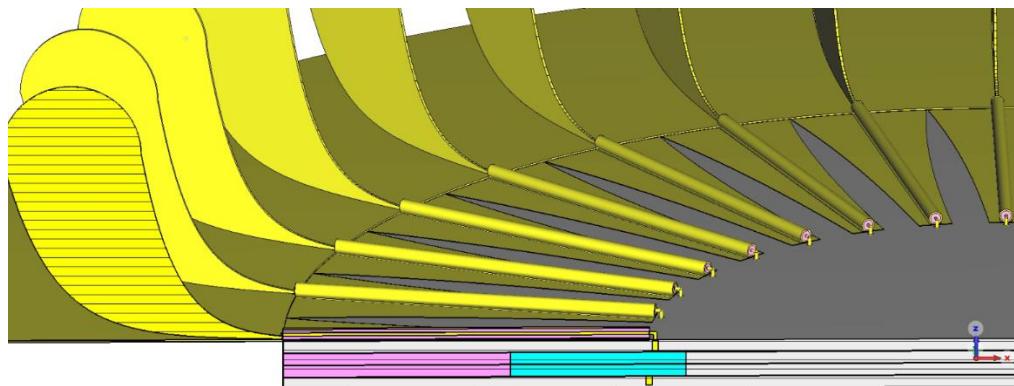


Рис. 2. Модель антенной системы. Сечение антенной системы, ДОС на основе плоской линзы Люнеберга.

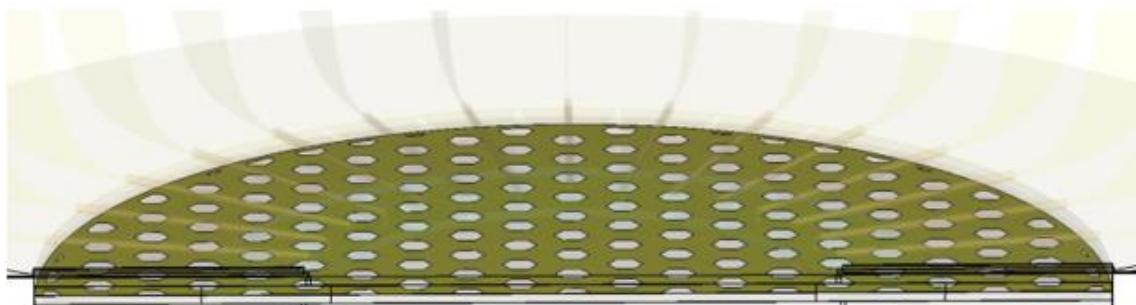


Рис. 3. Модель антенной системы. Перфорированный экран, разделяющий тело плоской линзы Люнеберга на две области: запитывающей элементы антенной решетки, и подключенной к диаграммообразующим portам антенной системы.

Волна, перетекшая в верхнюю часть линзы Люнеберга через отверстия в перфорированном экране, возбуждает систему верхних полосковых трансформаторов, которые запитывают несимметричные излучатели «кроличьи уши» разновидность антенны Вивальди. Параметры антенной системы были выбраны следующими. Диаметр подстилающей поверхности - 374.4 мм. Высота антенной системы – 52.5 мм. Число лепестков по азимуту – 32. Поляризация – вертикальная. В формировании каждого из 32 лепестков задействованы все излучатели (из которых наиболее интенсивно возбуждены с помощью ДОС – 16).

Диаграмма направленности одного из 32 входов антенной системы на частоте 4 ГГц показана на рис. 4-6.

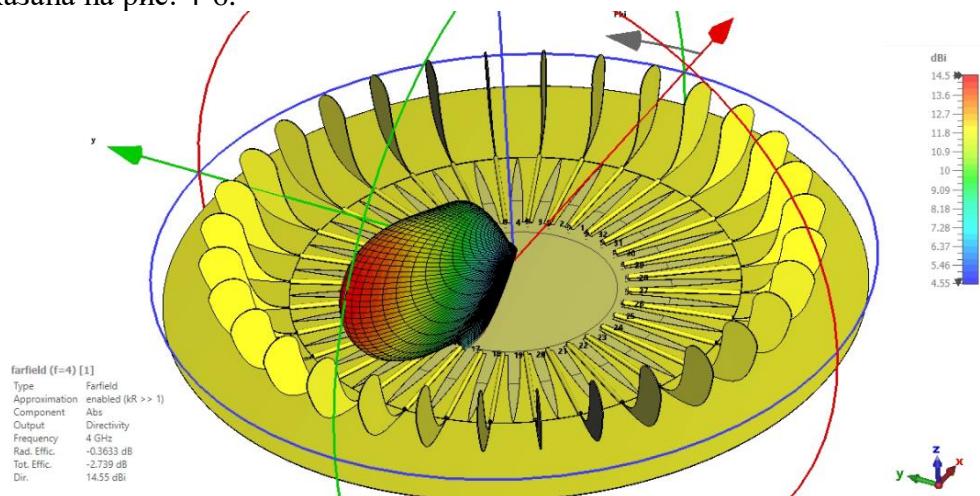


Рис. 4. Диаграмма направленности в объеме одного из 32 входов антенной системы на частоте 4 ГГц.

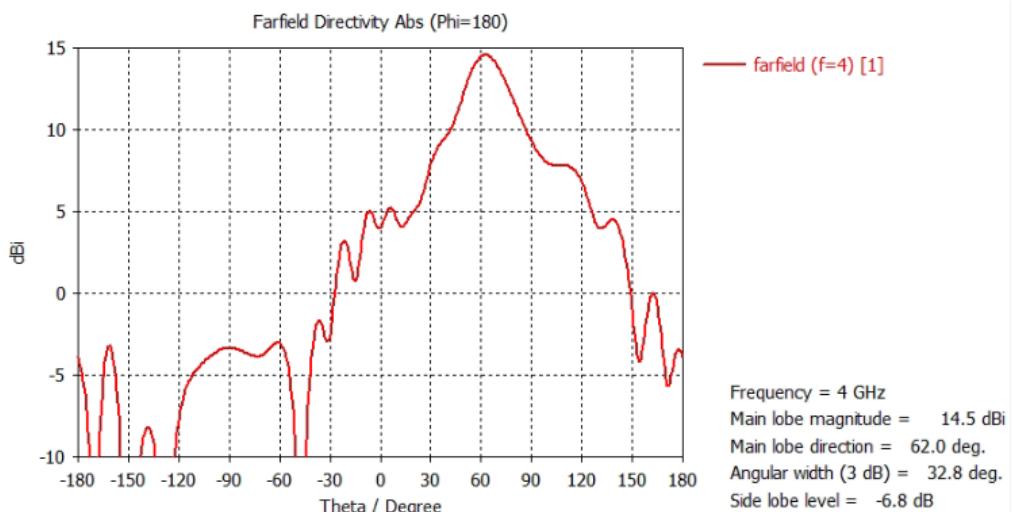


Рис. 5. ДН в угло-местной плоскости одного из 32 входов антенной системы на частоте 4 ГГц.

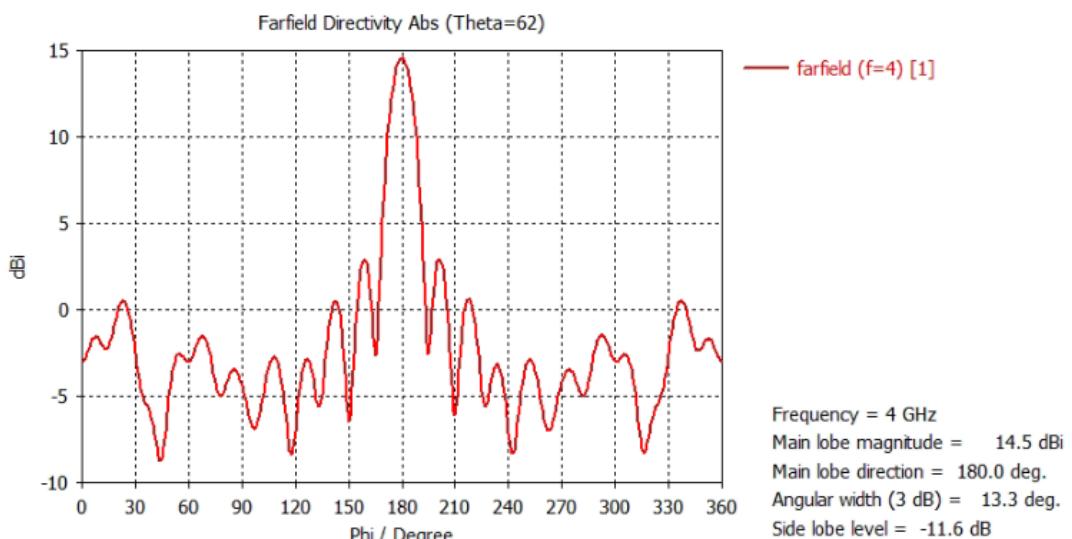


Рис. 6. ДН в азимутальной плоскости одного из 32 входов антенной системы на частоте 4 ГГц.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выводы по результатам численного электродинамического моделирования многолучевой антенной системы:

- 1) антенная система может быть активной и пассивной; при реализации активной антенной системы дуплексоры, усилители мощности и малошумящие усилители включаются между антennыми входами линзы Люнеберга и антennыми элементами;
- 2) элементы ФАР можно изготавливать с использованием технологии производства печатных плат;
- 3) использование антенной системы позволит увеличить энергетический потенциал аппаратуры приема-передачи информации, базирующейся на БПЛА;
- 4) функционирование в многолучевом режиме дает возможность реализации технологии MIMO.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

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

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МОДЕЛЕЙ ДВИЖЕНИЯ МАНЕВРЕННЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ

Н.С. Чичкин

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

Аннотация. Проанализированы существующие модели движения маневренных воздушных объектов в радиоэлектронных следящих системах, отмечены недостатки существующих устройств и подходов.

Ключевые слова: маневр, модель движения, следящая система, фильтр, алгоритм.

ANALYSIS OF EXISTING MODELS OF MOVEMENT OF MANEUVERABLE AERIAL OBJECTS IN ELECTRONIC TRACKING SYSTEMS OF RADAR COORDINATES OF GUIDED BALLISTIC BODIES

N.S. Chichkin

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The existing models of the movement of maneuverable aerial objects in radio-electronic tracking systems of radar coordinates of guided ballistic bodies are analyzed, the key features of existing models for their implementation are noted.

Keywords: maneuver, motion model, tracking system, filter, algorithm.

1. ВВЕДЕНИЕ

Функционирование любой следящей системы основано на использовании некоторой модели движения объекта. В свою очередь, основой всех моделей динамики объекта является тот или иной физический закон движения: по прямой, по окружности, по баллистической траектории и т.д.

Объект, совершающий движение в соответствии с известным физическим законом, считается неманеврирующим. Маневром называют внезапное изменение характера движения под воздействием случайных (для неуправляемого объекта) или детерминированных (для управляемого объекта) сил [1].

Сопровождение маневренных воздушных объектов является весьма сложной задачей, поскольку в большинстве случаев априорные знания о характере маневра отсутствуют. Поэтому целесообразно рассмотреть основные способы описания движения маневрирующих объектов, обеспечивающие возможность их сопровождения.

Одним из наиболее распространенных способов построения систем сопровождения является их синтез на основе алгоритмов теории оптимальной фильтрации [2].

Теория оптимальной фильтрации основана на гипотезе о точном соответствии моделей состояния системы и наблюдения исследуемым физическим процессам. Такая априорная информация действительно необходима для создания оценщика с минимальной дисперсией оценки, поскольку и структура фильтра, и его параметры должны быть строго «настроены» на ожидаемое состояние. Однако на практике столь полными знаниями о модели располагают довольно редко, чаще имеются лишь оценки (с некоторой степенью неопределенности) статистических характеристик шума и начального состояния системы. Кроме того, линейная модель часто является лишь

приближенным описанием реальных систем и наблюдаемых процессов. В частности, наиболее важным источником неопределенности о движении объекта являются непредсказуемые маневры. Как правило, параметры маневра объекта (момент начала маневра, его продолжительность и интенсивность) неизвестны [3].

Общим уравнением движения маневренной воздушного объекта является следующее соотношение [4]:

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi(k) \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{G}(k) \cdot \mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k), \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(k)$ – вектор состояния объекта; $\Phi(k)$ – матрица состояния; $\mathbf{u}(k)$ – вектор управления; $\mathbf{G}(k)$ – матрица интенсивности управления; $\mathbf{w}(k)$ – белый шум с нулевым математическим ожиданием и ковариационной матрицей $\mathbf{V}_w(k)$.

Вектор управления $\mathbf{u}(k)$ на практике неизвестен. Поэтому возникает задача определения данного вектора, которая решается с использованием двух предложений [4]:

- вектор $\mathbf{u}(k)$ считается случайным и описывается случайным процессом.

- вектор $\mathbf{u}(k)$ считается детерминированным и определяется или оценивается в реальном времени.

Исходя из статистических характеристик процессов, моделирующих маневр, случайный процесс управления может либо описываться белым шумом, либо автокоррелированной (марковской) последовательностью. Функционирование системы сопровождения требует оценки входного управляющего воздействия. При этом делается предположение о постоянстве управления на заданном промежутке времени (равном, как правило, интервалу дискретности модели). Оценка производится по критерию минимума среднеквадратического отклонения (СКО). Результат оценки используется для коррекции оценки вектора состояния объекта $\mathbf{x}(k)$, либо включается в вектор состояния для последующего оценивания.

Как следствие, целью исследования является анализ существующих моделей движения маневренных воздушных объектов для дальнейшего выбора или разработки наиболее адекватной.

2. ОПИСАНИЕ СУЩЕСТВУЮЩИХ МОДЕЛЕЙ.

a. Моделирование входного воздействия в виде белого шума. В этом случае предполагается, что фильтр сопровождения имеет заданный уровень шума. Определение момента начала маневра происходит по возрастанию параметра $\varepsilon(k)$, рассчитываемого в соответствии с выражением [4]:

$$\varepsilon(k) = \mathbf{v}^T(k) \cdot \mathbf{S}^{-1}(k) \cdot \mathbf{v}(k), \quad (2)$$

$$\text{где } \mathbf{v}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{H}(k) \cdot \mathbf{x}(k | k-1), \quad (3)$$

$\mathbf{v}(k)$ – вектор разности полученных измерений $\mathbf{y}(k)$ и прогнозируемых значений вектора состояния $\mathbf{x}(k+1 | k)$ (невязка); $\mathbf{H}(k)$ – матрица наблюдений; $\mathbf{S}(k)$ – матрица точности измерений.

По достижении параметром $\varepsilon(k)$ выбранного порога ε_{\max} принимается решение об обнаружении маневра и матрица $\mathbf{V}_w(k-1)$ пересчитывается умножением ее элементов на коэффициент φ . Тогда матрица $\mathbf{S}(k)$ принимает вид:

$$\mathbf{S}(k) = \mathbf{H}(k) \cdot [\mathbf{F}(k-1) \cdot \hat{\mathbf{P}}(k-1) \cdot \mathbf{F}^T(k-1) + \varphi \cdot \mathbf{V}_w(k-1)] \cdot \mathbf{H}^T(k) + \mathbf{V}_v(k), \quad (4)$$

где $\hat{\mathbf{P}}(k)$ – матрица ковариации ошибок оценивания; $\mathbf{V}_v(k)$ – матрица шумов измерения.

Часто вместо скалярной величины $\varepsilon(k)$ используется набор значений для последовательных моментов времени, полученный с помощью детектора маневра в виде

«скользящего окна». Тогда для изменения элементов матрицы $V_w(k-1)$ вместо коэффициента φ используется диагональная матрица F .

б. Увеличение размерности вектора состояния объекта. Данный подход предполагает расширение вектора состояния объекта на этапе маневра включением в его состав ускорения объекта. Объект, не совершающий маневр, описывается моделью с постоянной скоростью, а маневрирующий объект – с постоянным ускорением. Вектор состояния в первом и во втором случаях соответственно имеет вид [5]:

$$\mathbf{x} = [x \quad \dot{x} \quad y \quad \dot{y}]^T, \quad (5)$$

$$\mathbf{x} = [x \quad \dot{x} \quad \ddot{x} \quad y \quad \dot{y} \quad \ddot{y}]^T, \quad (6)$$

На начальном этапе работает первый фильтр, на этапе маневра происходит переключение на второй. Обнаружение маневра, как показано в работе [4], производится с помощью детектора, описываемого уравнением:

$$\rho(k) = \beta \cdot \rho(k-1) + \varepsilon(k), \quad (7)$$

где $0 < \beta < 1$.

Параметр $s = (1 - \beta)^{-1}$ характеризует эффективную длину окна детектора маневра.

Маневр будет обнаружен, когда значение $\rho(k)$ превысит заданный порог, после чего переключаются модели движения объектов. Обратное переключение происходит после сравнения оценок ускорения с принятым значением дисперсии ускорения в соответствии с выражением:

$$\delta_a(k) = \hat{a}^2(k) / P_a(k), \quad (8)$$

где $P_a(k)$ – элемент ковариационной матрицы, соответствующий ускорению.

$$\rho_a = \sum_{k-s+1}^k \delta_a(k)$$

Когда сумма уменьшается до порогового значения, принимается решение о завершении маневра.

в. Оценка маневра с использованием многогипотезной модели движения объекта. В этом случае задается несколько моделей движения (1) и соответствующих им фильтров, включаемых параллельно. Для каждой модели движения рассчитывается вероятность оценки вектора состояния соответствующим фильтром, а результирующая оценка находится как математическое ожидание полученных оценок с учетом их вероятностей:

$$E\{\mathbf{x}(k)/y^k\} = \sum_{j=1}^r E\{\mathbf{x}(k)/M_j, y^k\} \cdot P\{M_j/y^k\}, \quad (9)$$

где M_j – j -я модель движения; y^k – последовательность измерений до k -го шага.

Функция правдоподобия измерения до k -го шага рассчитывается для j -й модели в соответствии с уравнением [6]:

$$\lambda_j(k) = P\{y^k / M_j\} = \sum_{i=1}^k P\{v_{ji}\}, \quad (10)$$

$$P\{v_j(k)\} = |2 \cdot \pi \cdot S_j(k)|^{-1/2} \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2} \cdot v_j^T(k) \cdot S_j^{-1}(k) \cdot v_j(k)\right\}, \quad (11)$$

где Вероятность существования модели на k -м шаге определяется по формуле Байеса:

$$\mu_j(k) = \frac{P\{v_j(k)\} \cdot \mu_j(k-1)}{\sum_{i=1}^r P\{v_i(k)\} \cdot \mu_i(k-1)} = \frac{\lambda_j(k) \cdot \mu_{j0}}{\sum_{i=1}^r \lambda_i(k) \cdot \mu_{i0}}, \quad (12)$$

В работе [6] показано, что некоторые фильтры, в силу несоответствия моделируемого и реального шумов объекта, могут расходиться. В этом случае

производится либо их отключение и использование в качестве результирующей оценки фильтра с наибольшей вероятностью $\mu_j(k)$, либо ограничение нижней границы $\mu_j(k)$ (например, 0,001) и пересчет вероятностей по достижении $\mu_j(k)$ j-го фильтра заданной границы.

Описан алгоритм многогипотезного движения. Алгоритм использует 2 – 3 модели движения второго (с постоянной скоростью объекта) и третьего (с постоянным ускорением) порядка. Каждой модели движения соответствует фильтр Калмана с заданным шумом объекта. Переход от одной модели к другой описывается марковской последовательностью, задаваемой матрицей перехода, элементами которой являются вероятности переключения состояний.

Отмечается возможность комплексирования алгоритма многогипотезного движения и алгоритма вероятностного сличения данных, что делает возможным использование алгоритма многогипотезного движения для сопровождения маневрирующего объекта в условиях помех.

г. Моделирование маневра с помощью цветного шума. Более реалистичной моделью маневра объекта является описание его с помощью коррелированного (цветного) шума. Названная модель маневра впервые была предложена Зингером в работе [7]. Согласно данной модели, ускорение объекта $a(t)$ представлялось в виде случайного процесса с нулевым математическим ожиданием и экспоненциальной автокорреляционной функцией вида:

$$R(\tau) = E\{a(t) \cdot a(t + \tau)\} = \sigma_m^2 \cdot \exp\{-\alpha \cdot |\tau|\}, \quad (13)$$

где σ_m^2 – дисперсия ускорения; α – величина, обратная постоянной времени маневра.

Дисперсия ускорения объекта рассчитывается по формуле:

$$\sigma_m^2 = \frac{a_{max}^2}{3} \cdot (1 + 4 \cdot P_{max} - P_0), \quad (14)$$

где a_{max} – максимальное значение ускорения объекта; P_0 – вероятность того, что ускорение будет равно нулю; P_{max} – вероятность того, что ускорение будет равно a_{max} .

Модель, соответствующая выражению (7), представляет собой марковскую последовательность первого порядка:

$$\dot{a}(t) = -\alpha \cdot a(t) + n_a(t), \quad (15)$$

Существует ряд модификаций модели ускорения (19), предназначенных для решения конкретных задач.

Так, модель Берга [8] позволяет более точно описать ускорение объекта, совершающей координированный разворот. Динамика изменения ускорения в этом случае описывается уравнением:

$$\dot{a}(t) = -\alpha \cdot a(t) + \dot{a}^m + n_a(t), \quad (16)$$

где \dot{a}^m – среднее значение возмущения, рассчитываемое на основе оценок скорости и ускорения за последние k шагов.

Известна также модификация модели Берга – модель Сонга [9], которая позволяет повысить точность сопровождения объекта, совершающей координированный разворот:

$$\ddot{a}(t) = -\alpha \cdot a(t) + \alpha \cdot a^m + \dot{a}^m + n_a(t), \quad (17)$$

где a^m – среднее значение ускорения объекта.

Некоторые алгоритмы сопровождения маневрирующего объекта основаны на адаптивной настройке матрицы формирующих шумов. В работе [10] отмечается, что достоинством такого алгоритма является простота реализации, устойчивость к изменению входных воздействий и малые затраты вычислительных ресурсов,

необходимых для его реализации. Сущность алгоритма с адаптивной настройкой формирующего шума заключается в следующем. Объект и измерения описываются известными уравнениями [11]:

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k) \cdot \mathbf{w}(k), \quad (18)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}(k) \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k), \quad (19)$$

где $\mathbf{x}(k) = [x_1 \ x_1 \ \dot{x}_1 \ x_2 \ \dot{x}_2 \ \ddot{x}_2 \ x_3 \ \dot{x}_3 \ \ddot{x}_3]^T$,

$\mathbf{v}(k)$ – вектор ошибок измерений.

Особенностью является то, что формирующий шум задается матрицей $\mathbf{B}(k)$ (9x9), элементы которой $b_{ij}(k)$ рассчитываются в соответствии с выражением:

$$b_{ij}(k) = \begin{cases} (2 \cdot \alpha_j(k) \cdot T)^{1/2} \cdot \sigma_j(k) & \text{при } (i, j) \in [(3, 1), (6, 2), (9, 3)]; \\ 0 & \text{в остальных случаях,} \end{cases}, \quad (20)$$

где $\alpha_j(k)$ – постоянная времени маневра; $\sigma_j(k)$ – СКО ускорения объекта вдоль оси j .

Для обнаружения маневра применяется детектор в виде скользящего окна шириной два периода обзора [12]. Детектор позволяет оценить невязку $\mathbf{v}(k)$, определяемую выражением (3).

Оценка величины $\mathbf{v}(k)$ проводится в соответствии с уравнением:

$$m_j(k) = \frac{1}{8} \cdot \sum_{k=1}^k \sum_{j=1}^4 \left[v^2_j(k) \cdot S^{-1}_{jj}(k) \right], \quad i = 1, 2, 3, \quad (21)$$

где матрица точности измерений:

$$S(k) = \mathbf{H}(k) \cdot P(k) \cdot \mathbf{H}^T(k) + V_w(k), \quad (22)$$

После расчета величины $m_j(k)$ определяется коэффициент

$$\alpha_j(k) = m_j^\beta(k), \quad j = 1, 2, 3, \quad (23)$$

где β – коэффициент чувствительности ($\beta = 2$ или 3).

Величина $\sigma_j(k)$ определяется исходя из максимального и минимального значений ускорения объекта в соответствии с моделью Зингера.

д. Моделирование маневра на основе оценивания входного воздействия.

В данном случае вектор состояния объекта описывается уравнением без использования входного управляющего воздействия [8]:

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi(k) \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k), \quad (24)$$

Управления $u(k)$ являются неизвестными величинами и должны быть оценены с помощью фильтра Калмана, после чего они используются для коррекции оценки вектора состояния.

Предположим, что объект начал маневрировать в k -й момент времени. Тогда неизвестные входные воздействия за интервал $[k, \dots, k+s]$ будут $u(i)$,

где $i = k, \dots, k+s-1$.

Обозначим апострофом оценки вектора состояния (24), полученные без учета входного воздействия. В этом случае прогнозируемый на $(i+1)$ шаг вектор состояния определится в соответствии с уравнением [8]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'(i+1|i) &= \Phi(i) \cdot [I - K(i) \cdot H(i)] \cdot \mathbf{x}'(i) + \Phi(i) \cdot K(i) \cdot y(i) = \Phi(i) \cdot \mathbf{x}'(i) + \Phi(i) \cdot K(i) \cdot y(i), \\ i &= \overline{k, k+s-1}, \end{aligned} \quad (25)$$

с начальными условиями, определяемыми как оценка вектора состояния объекта перед началом маневра. С учетом начальных условий выражение (25) приводится к виду:

$$\mathbf{x}'(i+1|i) = \left[\prod_{j=k}^i \Phi(j) \right] \cdot \mathbf{x}(i) + \sum_{j=k}^i \left[\prod_{m=k}^{j-1} \Phi(m) \right] \cdot \Phi(j) \cdot \mathbf{K}(j) \cdot \mathbf{y}(j), \quad (26)$$

С известными управляющими воздействиями прогноз вектора состояния принимает вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(i+1|i) &= \Phi(i) \cdot \mathbf{x}(i) + \Phi(i) \cdot \mathbf{K}(i) \cdot \mathbf{y}(i) + \mathbf{G}(i) \cdot \mathbf{u}(i) = \\ &= \left[\prod_{j=k}^i \Phi(j) \right] \cdot \mathbf{x}(i) + \sum_{j=k}^i \left[\prod_{m=k}^{j-1} \Phi(m) \right] \cdot [\Phi(j) \cdot \mathbf{K}(j) \cdot \mathbf{y}(j) + \mathbf{G}(j) \cdot \mathbf{u}(j)], \end{aligned}, \quad (27)$$

Тогда разность измеренных и прогнозируемых значений вектора состояния для фильтров (26) и (27) определяется как:

$$\mathbf{v}(i) = \mathbf{y}(i) - \mathbf{H}(i) \cdot \mathbf{x}(i|i-1), \quad (28)$$

$$\mathbf{v}'(i) = \mathbf{y}(i) - \mathbf{H}(i) \cdot \mathbf{x}'(i|i-1), \quad (29)$$

Из уравнений (28) и (29) следует, что выражение для $\mathbf{v}'(i)$ представляет собой белый шум с добавочным членом, характеризующим входное воздействие:

$$\mathbf{v}'(i) = \mathbf{v}(i) + \mathbf{H}(i) \cdot \sum_{j=k}^{i-1} \left[\prod_{m=k}^{j-1} \Phi(m) \right] \cdot \mathbf{G}(j) \cdot \mathbf{u}(j), \quad (30)$$

Считая управление на интервале $[k, \dots, k+s]$ постоянными ($\mathbf{u}(j) = \mathbf{u}$, $j = \overline{k, k+s-1}$), получаем следующее соотношение:

$$\mathbf{v}'(i) = \psi(i) \cdot \mathbf{u} + \mathbf{v}(i), \quad (31)$$

$$\psi(i) = \mathbf{H}(i) \cdot \sum_{j=k}^{i-1} \left[\prod_{m=k}^{j-1} \Phi(m) \right] \cdot \mathbf{G}(j), \quad (32)$$

где Из последнего уравнения следует, что входное управление можно оценить по методу наименьших квадратов из соотношения $\mathbf{g} = \psi \cdot \mathbf{u} + \mathbf{w}$, где

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}'(k) \\ \mathbf{v}'(k+s-1) \end{bmatrix}; \quad \psi = \begin{bmatrix} \psi(k) \\ \psi(k+s-1) \end{bmatrix}, \quad (33)$$

представляют расширенный вектор «измерения», а \mathbf{w} – вектор шумов:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{w}(k+s-1) \end{bmatrix}, \quad (34)$$

с блочно-диагональной матрицей ковариаций $\mathbf{S} = \text{diag}(\mathbf{S}(i))$ и нулевым математическим ожиданием.

Оценка вектора управления находится из выражения:

$$\hat{\mathbf{u}} = (\psi^T \cdot \mathbf{S}^{-1} \cdot \psi)^{-1} \cdot \psi^T \cdot \mathbf{S}^{-1} \cdot \mathbf{g}, \quad (35)$$

и соответствующая ковариационная матрица имеет вид:

$$\mathbf{L} = (\psi^T \cdot \mathbf{S}^{-1} \cdot \psi)^{-1}, \quad (36)$$

После обнаружения маневра с помощью детектора, оценка вектора состояния корректируется с учетом оценки входного воздействия:

$$\hat{\mathbf{x}}^u(k+s+1) = \hat{\mathbf{x}}'(k+s+1) + \mathbf{M} \cdot \hat{\mathbf{u}}, \quad (37)$$

$$\mathbf{M} = \sum_{j=k}^i \left[\prod_{m=k}^{j-1} \Phi(m) \right] \cdot \mathbf{G}(j), \quad (38)$$

где Маневр считается законченным, когда значение оценки вектора управления, полученной по измерениям с помощью скользящего окна, становится ниже выбранного порога.

В работе [13] описывается алгоритм, обеспечивающий одновременно оптимальные оценки вектора $u(k)$ и вектора шумов измерения за счет создания отрицательной обратной связи в контуре фильтра. Процедура оценивания вектора входных воздействий заключается в следующем. Записываются уравнения системы без учета шумов:

$$\begin{cases} \dot{x}(k+1) = \Phi \cdot x(k) + B \cdot u(k); \\ y(k) = H \cdot x(k). \end{cases}, \quad (39)$$

Система (39) подвергается Z-преобразованию, в результате которого она трансформируется к виду [14]:

$$\begin{cases} \dot{x}(Z) = (Z \cdot E - F)^{-1} \cdot B \cdot u(Z); \\ y(Z) = H \cdot x'(Z). \end{cases}, \quad (40)$$

После подстановки $x'(Z)$ в выражение для $y'(Z)$ получим:

$$z'(Z) = H \cdot (Z \cdot E - F)^{-1} \cdot B \cdot u(Z), \quad (41)$$

Поскольку для любой линейной системы справедливо равенство:

$$(Z \cdot E - F)^{-1} = \frac{\Delta(Z)}{f(Z)}, \quad (42)$$

то окончательно получаем

$$f(Z) \cdot y'(Z) = H \cdot \Delta(Z) \cdot B \cdot u(Z), \quad (43)$$

Последнее уравнение устанавливает связь вектора $u(Z)$ и $y'(Z)$. Поэтому задача оценивания вектора $u(Z)$ трансформируется в задачу определения детерминированной функции времени для каждой составляющей вектора измерений. Для нахождения названных функций модель измерений записывается в виде:

$$y(k) = \beta_p(k) \cdot f_p(k) + w(k), \quad (44)$$

где $\beta_p(k)$ – вектор коэффициентов модели; $f_p(k)$ – функциональная характеристика системы.

Для нахождения вектора измерений $y(k)$ требуется определить вектор коэффициентов $\beta_p(k)$. Оценка вектора $\hat{\beta}(k)$ рассчитывается по методу наименьших квадратов:

$$\hat{\beta}(k) = (x^T(k) \cdot K(k) \cdot x(k))^{-1} \cdot x^T(k) \cdot K(k) \cdot y(k), \quad (45)$$

В работе [13] указывается, что описываемый подход позволяет провести независимую от определения коэффициентов регрессии β процедуру оценивания матрицы ковариации шумов измерений V_v . Способ оценивания заключается в расчете ковариационной матрицы элементов \hat{V}_v за последние N шагов:

$$\hat{V}_v = \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{k=1}^N (v(k) \cdot \bar{v}) \cdot (v(k) - \bar{v})^T, \quad (46)$$

$$\bar{v} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N v(k), \quad (47)$$

где
Отмечается, что непосредственное оценивание матрицы формирующих шумов V_w не представляется возможным. Косвенная настройка V_w обеспечивается приближением разницы прогнозируемых и действительных значений оценок фильтра Калмана к оптимальным.

В работе [8] отмечается, что реальные значения входного воздействия (ускорения объекта), как правило, априорно неизвестны. Требуется оценить входное воздействие с точки зрения минимума СКО ошибки оценивания. Предлагаемый алгоритм позволяет последовательно решить задачи обнаружения маневра, оценки входного импульса и коррекции вектора состояния объекта. Данный алгоритм заключается в расчете функций правдоподобия каждого из N параллельных фильтров Калмана для определения фильтра, вырабатывающего наиболее точную оценку состояния. Далее для этого фильтра рассчитывается оценка вектора состояния в соответствии с уравнением:

$$\hat{x}_0(k) = \hat{x}(k) + M^n(k) \cdot B \cdot \hat{u}_n, \quad (48)$$

$$\text{где } \hat{x}(k) = M(k) \cdot \hat{x}(k-1) + K(k) \cdot y(k), \quad (49)$$

$$\mathbf{M}(k) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \cdot \mathbf{H}] \cdot \Phi, \quad (50)$$

$\hat{\mathbf{u}}_n$ – оценка входного воздействия, полученная для n -го (оптимального) фильтра.

Главная трудность в реализации алгоритма [8] заключается в определении номера n оптимального фильтра, максимизирующего функцию правдоподобия.

В работе [15] рассматривается возможность повышения качества сопровождения маневрирующего объекта за счет адаптивного изменения периода обзора в РЛС с двумерным электронным сканированием. На примере α - β фильтра показано, что при сопровождении объекта, выполняющей разворот на 900 с ускорением 30 м/с², это позволяет уменьшить ошибки определения ее координат в 2 раза. При этом период обзора РЛС определялся по формуле:

$$T(k) = T(k-1) / \sqrt{|e(k)|/\sigma}, \quad (51)$$

где $T(k)$ – период обзора РЛС на k -м обзоре; σ – СКО измерений координат объекта; $e(k)$ – ошибка определения координат объекта, то есть разность между измеренными и экстраполированными значениями координат на k -м обзоре.

Также показано, что при умножении ошибки $e(k)$ на сглаживающий коэффициент α_R ($0 \leq \alpha_R \leq 1$) с повышением качества сопровождения объекта сокращается общее время нахождения РЛС в режиме с уменьшенным периодом обзора, что позволит увеличить время на обнаружение и сопровождение других объектов.

В работе [16] для повышения качества сопровождения маневрирующих объектов с использованием фильтра Калмана предлагается осуществлять переход из прямоугольной системы координат в полярную в момент обнаружения маневра объекта и обратно при установлении факта завершения маневра. Координаты центра полярной системы координат выбираются в центре окружности, аппроксимирующей траекторию движения объекта при выполнении маневра, и пересчитываются на каждом следующем шаге фильтрации. При этом элементами вектора состояния объекта являются радиус кривизны маневра, угол, отсчитываемый от одной из осей прямоугольной системы, и угловая скорость объекта.

При сравнении с алгоритмами сопровождения на основе расширенного фильтра Калмана и с оценкой входного воздействия в работе [16] было показано, что предлагаемый алгоритм обеспечивает уменьшение ошибок определения координат маневрирующего объекта и переходного периода, характеризующегося резким возрастанием этих ошибок в моменты обнаружения начала и конца маневра и переключения систем координат.

Моделирование алгоритмов сопровождения маневрирующего объекта в работах [4-5, 16] проводилось методом Монте-Карло при 50...100 испытаниях. Интервал дискретности для разных моделей отличался друг от друга и составлял 10; 5 и 1 с. За показатель качества функционирования алгоритма принималась СКО оценивания одного из компонентов вектора состояния (σ_{v_x} и σ_x):

$$\sigma_x(k) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^N \Delta x_i^2(k)}, \quad (52)$$

где $\Delta x(k) = x_0 - \hat{x}_i(k)$ – ошибка оценивания на k -м шаге для i -й реализации.

Отмечается, что ошибки оценивания для фильтра с переключаемой размерностью вектора состояния меньше по сравнению с фильтром, оценивающим входное воздействие, и приблизительно равны ошибкам фильтра, использующим многогипотезную модель движения объекта. Недостатком первого фильтра является необходимость реинициализации вектора состояния с началом маневра и увеличение времени переходного процесса в системе. Способ сопровождения с оценкой входного воздействия требует до 20 параллельно включаемых фильтров Калмана и расчета функции максимального правдоподобия по каждому фильтру, что значительно увеличивает потребный вычислительный ресурс. Использование многогипотезной

модели движения позволяет снизить ошибки оценивания на 20...25 % по сравнению с фильтром с переключаемой размерностью при незначительном усложнении алгоритма. Использование модифицированной модели ускорения Берга не приводит к существенному уменьшению ошибки оценивания, но время расчета сокращается в 1,5 – 2 раза за счет использования связанной с объектом системы координат для определения матрицы ковариации ошибок оценивания. Адаптивная настройка шума объекта оказывается достаточно эффективной на малых дальностях до объекта, с ростом дальности эффективность падает [15]. Алгоритм адаптивной фильтрации с настройкой $P(k)$, $V_w(k)$ и оценкой входного воздействия оказывается достаточно эффективным в условиях априорной неопределенности о шумах и входных воздействиях [16]. Несмотря на малую скорость сходимости, разность действительных и оцененных значений матрицы $V_w(k)$ стремится к нулю. Оценки матрицы $V_v(k)$ с течением времени изменяются в области действительных значений. Результаты моделирования алгоритма показывают, что ошибка оценивания уменьшается на 50-60 % к моменту начала маневра, затем резко возрастает и эффективно снижается на этапе маневра. Несмотря на приемлемые результаты, вычислительные затраты, необходимые для реализации данного алгоритма, оказываются непомерно большими.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, проведенный автором анализ существующих моделей движения маневренных воздушных объектов может быть использован для дальнейшего выбора или разработки наиболее адекватной модели, с учетом указанных недостатков известных подходов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тарасенков А.М. Динамика полета и боевое маневрирование летательного аппарата / А.М. Тарасенков, В.Г. Брага, В.Т. Тараненко. - М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1984. - 512 с.
2. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. - М.: Радио и связь, 2003. - 398 с.
3. Зингер Р. Оценка характеристик оптимального фильтра для слежения за пилотируемой целью // Зарубежная радиоэлектроника. - 1971. - №8. - С.25-28.
4. Bar-Shalom Y., Chang K.C., Blom H.A.R. Tracking a Maneuvering Target Using Input Estimation Versus the Interacting Multiple Model Algorithm. IEEE Trans. on Aero. and Electro. Sys., vol. AES-25, - 1989. - №2. - P. 296-299
5. Xuezhiwang, SubhashChalla, Rob Evans. Gating Techniques for Maneuvering Target Tracking in Clutter// IEEE Trans, on AES 38, №3, 2002, p. 1087 -1097.
Wang X. Manoeuvring Target Tracking and Classification Using Multiple Model Estimation Theory. PhD Thesis, University of Melbourne, 2001.
6. Singer Robert A. Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets. IEEE Trans. Aerospace and Elec. Sys, 1970.
7. Bogler P.L. Tracking a maneuvering target using input estimation. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-23. - 1987. - P. 298-310.
8. Berg R.F. Estimation and prediction for maneuvering targets. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-28, - 1983. - №3. - P. 294-304.
9. Song T.L., Ahn J.Y., Park C. Suboptimal filter design with pseudomeasurements for target tracking. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-24. - 1988. - №5. - P. 28-39.
10. Gavish Motti. In: Proc. conf. Elec. And Electron. Eng., 1987.
11. Браммер К., Зиффлинг Г. Фильтр Калмана-Бьюси. - М.: Радио и связь, 1983.

12. Меркулов В. И., Халимов Н. Р. Обнаружение маневров цели с коррекцией алгоритмов функционирования систем автосопровождения// Радиотехника, 1997, № 11, с. 15-20.
13. Moghaddamjoo A., Kirlin R.L. Robust adaptive Kalman filtering with unknown inputs. - IEEE Trans., v. ASSP-37. - 1989. - P. 1166-1175.
14. Саврасов Ю.С. Алгоритмы и программы в радиолокации. - М.: Радио и связь, 1985.
15. Cohen S.A. Adaptive variable update rate algorithm for tracking targets with a phased array radar, IEE Proc. Vol. 133, Pt F. - 1986. - №3. - P. 277-280.
16. Farina A., Studer F. Цифровая обработка радиолокационной информации. - М.: Радио и связь, 1993.

REFERENCES

1. Tarasenkov A.M. Flight dynamics and combat maneuvering of an aircraft / A.M. Tarasenkov, V.G. Braga, V.T. Taranenko. - M.: VVIA named after Prof. N.E. Zhukovsky, 1984. - 512 p.
2. Perov A.I. Statistical theory of radio engineering systems. -M.: Radio and Communications, 2003. - 398 p.
3. Singer R. Evaluation of the characteristics of the optimal filter for tracking a manned target // Foreign radio electronics. - 1971. - No.8. - pp.25-28.
4. Bar-Shalom Y., Chang K.C., Blom H.A.R. Tracking a Maneuvering Target Using Input Estimation Versus the Interacting Multiple Model Algorithm. IEEE Trans. on Aero. and Electro. Sys., vol. AES-25, - 1989. - №2. - P. 296-299
5. Xuezhiwang, SubhashChalla, Rob Evans. Gating Techniques for Maneuvering Target Tracking in Clutter// IEEE Trans, on AES 38, №3, 2002, p. 1087 -1097.
6. Wang X. Manoeuvring Target Tracking and Classification Using Multiple Model Estimation Theory. PhD Thesis, University of Melbourne, 2001.
7. Singer Robert A. Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets. IEEE Trans. Aerospace and Elec. Sys, 1970.
8. Bogler P.L. Tracking a maneuvering target using input estimation. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-23. - 1987. - P. 298-310.
9. Berg R.F. Estimation and prediction for maneuvering targets. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-28, - 1983. - №3. - P. 294-304.
10. Song T.L., Ahn J.Y., Park C. Suboptimal filter design with pseudomeasurements for target tracking. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-24. - 1988. - №5. - P. 28-39.
11. Gavish Motti. In: Proc. conf. Elec. And Electron. Eng., 1987.
12. Brammer K., Siffling G. Kalman-Busey filter. - M.: Radio and Communications, 1983.
13. Merkulov V. I., Khalimov N. R. Detection of target maneuvers with correction of algorithms for the functioning of car tracking systems// Radio Engineering, 1997, No. 11, pp. 15-20.
14. Moghaddamjoo A., Kirlin R.L. Robust adaptive Kalman filtering with unknown inputs. - IEEE Trans., v. ASSP-37. - 1989. - P. 1166-1175.
15. Savrasov Y.S. Algorithms and programs in radar. - M.: Radio and Communications, 1985. Cohen S.A. Adaptive variable update rate algorithm for tracking targets with a phased array radar, IEE Proc. Vol. 133, Pt F. - 1986. - №3. - P. 277-280.
16. Farina A., Studer F. Digital processing of radar information. - M.: Radio and Communications, 1993.

ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИЕМНИКА НА СИГНАЛЬНУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ПРИ ПРИЕМЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

Г. А. Бакаева¹

¹Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина (ВУНЦ ВВС ВВА), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается сигнальная составляющая квадратурного приемника при приеме фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМШПС). Для различных характеристик входных цепей приемника определены временные задержки между принимаемым и опорным сигналами, соответствующие максимуму сигнальной составляющей. Показано, что временная задержка между принимаем и опорным сигналами является смещенной. Проанализированы зависимости ее смещения от параметров входных цепей приемника.

Ключевые слова: фазоманипулированный широкополосный сигнал; псевдослучайная последовательность; квадратурный приемник; входная цепь приемника; время задержки принимаемого сигнала; сигнальная составляющая.

THE EFFECT OF THE CHARACTERISTICS OF THE RECEIVER INPUT CIRCUITS ON THE SIGNAL COMPONENT WHEN RECEIVING A PHASE-MANIPULATED BROADBAND SIGNAL

G. A. Bakaeva¹

¹Air Force Military Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin (VUNTS VVS VVA), Voronezh, Russia

Abstract. The signal component of a quadrature receiver is considered when receiving a phase-manipulated broadband signal (FMSHPS). For various characteristics of the receiver input circuits, time delays between the received and reference signals corresponding to the maximum of the signal component are determined. It is shown that the time delay between the receiving and reference signals is biased. The dependences of its displacement on the parameters of the receiver input circuits are analyzed.

Keywords: phase-manipulated broadband signal; pseudorandom sequence; quadrature receiver; receiver input circuit; delay time of the received signal; signal component.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных системах связи и радиолокации применяются фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС) с манипуляцией фазы по закону псевдослучайной последовательности (ПСП) [1]. Мгновенная полоса частот таких сигналов определяется длительностью одного элемента кода ПСП и совпадает с активной шириной полосы частот системы радиосвязи (СРС). Для выделения полезной информации при приеме ФМШПС необходимо знать начало модулирующей ПСП, которое определяется путем формирования выходного эффекта, пропорционального взаимной корреляционной функции (ВКФ) принимаемого сигнала и опорного с различными значениями времени задержки и последующим сравнением результата с порогом. При превышении порога принимается решение о величине времени задержки принимаемого сигнала и включается система слежения и выделения полезной информации. В [2-4] показано, что на величину ВКФ влияет ограничение спектра

принимаемого сигнала входными цепями приемника. Однако, в зависимости от построения входных цепей приемника, вид их частотных характеристик может быть аппроксимирован различными способами: резонансной кривой одиночного контура, гауссовой кривой, прямоугольной характеристикой. Представляет практический интерес проанализировать влияние вида частотных характеристик входных цепей приемника при приеме ФМШПС на сигнальную составляющую квадратурного приемника.

2. СИГНАЛЬНАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ КВАДРАТУРНОГО ПРИЕМНИКА

Пусть на вход приемника поступает ФМШПС с бинарной модуляцией фазы ПСП

$$s(t - \varepsilon_0) = a_0 \sum_{k=1}^N p_k \operatorname{rect}\left[\frac{t - \varepsilon_0 - (k-1)\tau_u}{\tau_u}\right] \cdot \cos(w_0(t - \varepsilon_0) + \varphi_0), \quad (1)$$

где a_0 - амплитуда принимаемого сигнала; $w_0 = 2\pi f_0$, f_0 - несущая частота; φ_0 - случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале $[-\pi; \pi]$; ε_0 - время задержки принимаемого сигнала относительно выбранного начала отсчета;

$$\operatorname{rect}\left[\frac{t - (k-1)\tau_u}{\tau_u}\right] = \begin{cases} 1, & (k-1)\tau_u \leq t \leq k\tau_u, \\ 0, & t < (k-1)\tau_u, \quad t > k\tau_u, \end{cases}$$

$k = 1, \dots, N$ - огибающая элементарного импульса ФМШПС, имеющая прямоугольную форму с длительностью τ_u ; p_1, \dots, p_N - элементы кода ПСП, принимающие значения +1 или -1, причем $p_k = p_{k \pm N}$.

Сигнальную составляющую после прохождения входной цепи приемника можно представить как

$$s_{np}(t) = a_0 \hat{s}_{np}(t) \quad (2)$$

где

$$\hat{s}_{np}(t) = \begin{cases} p_1 \int_0^t \cos(w_0\tau + \varphi_0) h(t - \tau) d\tau, & 0 < t < \tau_u, \\ p_k \int_{(k-1)\tau_u}^t \cos(w_0\tau + \varphi_0) h(t - \tau) d\tau + \sum_{v=1}^{k-1} p_v \int_{(v-1)\tau_u}^{v\tau_u} \cos(w_0\tau + \varphi_0) h(t - \tau) d\tau, & (k-1)\tau_u < t < k\tau_u, \quad 2 \leq k \leq N. \end{cases}$$

$h(t)$ - импульсная характеристика входной цепи приемника, настроенной на частоту принимаемого сигнала w_0 , имеющая полосу пропускания Δw на уровне 0,707, соизмеримой с шириной спектра элемента кода ПСП ФМШПС.

Если входная цепь приемника аппроксимирована прямоугольной частотной характеристикой, то ее импульсная характеристика определяется выражением

$$h(t) = h_1(t) = k_{01} \operatorname{sinc}\left(\frac{\Delta w t}{2}\right) \cdot \cos w_0 t \quad (3)$$

где k_{01} - коэффициент пропорциональности, характеризующий размерность, определяемый из условия нормировки как $k_{01} = \frac{\Delta w}{2\pi}$, $\operatorname{sinc} x = \frac{\sin(x)}{x}$.

Если входная цепь приемника аппроксимирована резонансной кривой одиночного контура, то ее импульсная характеристика определяется выражением

$$h(t) = h_2(t) = k_{02} \exp(-\alpha_2 |t|) \cdot \cos w_0 t \quad (4)$$

где k_{02} - коэффициент пропорциональности, характеризующий размерность, определяемый из условия нормировки как $k_{02} = \frac{\alpha_2}{2}$, $\alpha_2 = \frac{\Delta w}{2}$ - параметр входной цепи.

Если входная цепь приемника аппроксимирована гауссовой кривой, то ее импульсная характеристика определяется выражением

$$h(t) = h_3(t) = k_{03} \exp(-\alpha_3 t^2) \cdot \cos w_0 t \quad (5)$$

где k_{03} - коэффициент пропорциональности, характеризующий размерность, определяемый из условия нормировки как $k_{03} = \sqrt{\frac{\alpha_3}{\pi}}$, $\alpha_3 = \frac{\Delta w^2}{16 \ln 2}$ - параметр входной цепи.

После прохождения входной цепи приемника принимаемый сигнал поступает в квадратурные каналы, перемножается с опорными сигналами, интегрируется, возводится в квадрат и суммируется, образуя выходной сигнал, пропорциональный квадрату модуля огибающей корреляционной функции принимаемого сигнала и опорного. В этом случае сигнальную составляющую квадратурного приемника можно представить как

$$M(\varepsilon) = \left[\int_{\varepsilon_{on}}^{T+\varepsilon_{on}} s_{np}(t) s_c(t - \varepsilon_{on}) dt \right]^2 + \left[\int_{\varepsilon_{on}}^{T+\varepsilon_{on}} s_{np}(t) s_s(t - \varepsilon_{on}) dt \right]^2 \quad (6)$$

где $\varepsilon = \varepsilon_0 - \varepsilon_{on}$ - время задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала ε_{on} ; $T = N\tau_u$ - интервал интегрирования, определяемый длительностью сигнала; опорные сигналы квадратурных каналов, сдвинутые по фазе друг относительно друга на $\pi/2$ имеют вид

$$\begin{cases} s_c(t) \\ s_s(t) \end{cases} = \sum_{k=1}^N p_k \operatorname{rect}\left[\frac{t - (k-1)\tau_u}{\tau_u}\right] \begin{cases} \cos w_0 t \\ \sin w_0 t \end{cases}.$$

Используя подход, изложенный в [3], выражения для ВКФ в области высокой корреляции можно представить следующим образом:

- для входной цепи, аппроксимированной прямоугольной частотной характеристикой

$$G_1(\varepsilon) = [M(\varepsilon)]^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{a_0 N \tau_u}{4\pi} \right) \times \begin{cases} \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u}\right) \cdot \int_0^{\frac{b(1-\varepsilon)}{2\tau_u}} \operatorname{sinc} x dx + \frac{2}{b} \left[\cos\left(\frac{b}{2}\left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)\right) - 1 \right], & 0 < \varepsilon < \tau_u \\ \times \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u}\right) \cdot \int_0^{\frac{b(1-\varepsilon)}{2\tau_u}} \operatorname{sinc} x dx - \frac{2\varepsilon}{\tau_u} \int_0^{\frac{b\varepsilon}{2\tau_u}} \operatorname{sinc} x dx + \frac{2}{b} \left[1 - 2 \cos\left(\frac{b\varepsilon}{2\tau_u}\right) + \cos\left(\frac{b}{2}\left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)\right) \right], & -\tau_u < \varepsilon < 0 \end{cases} \quad (7)$$

- для входной цепи аппроксимированной резонансной кривой одиночного контура

$$G_2(\varepsilon) = [M(\varepsilon)]^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{a_0 N \tau_u}{8} \right) \times \begin{cases} \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right) - \frac{1}{\alpha_2 \tau_u} \left(1 - \exp \left[-\alpha_2 \tau_u \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right) \right] \right), & 0 < \varepsilon < \tau_u \\ \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right) + \frac{1}{\alpha_2 \tau_u} \left(\exp \left[-\alpha_2 \tau_u \left(1 + \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right) \right] + 1 - 2 \exp[-\alpha_2 \varepsilon] \right), & -\tau_u < \varepsilon < 0 \end{cases} \quad (8)$$

- для входной цепи, аппроксимированной гауссовой кривой

$$G_3(\varepsilon) = [M(\varepsilon)]^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{a_0 N \tau_u}{4\sqrt{\pi}} \right) \times \begin{cases} \sqrt{\alpha_3} \tau_u \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right)^{\left(\frac{1-\varepsilon}{\tau_u} \right)} \int_0^{\frac{1-\varepsilon}{\tau_u}} \exp[-\alpha_3 \tau_u^2 x^2] dx + \frac{1}{2\sqrt{\alpha_3} \tau_u} \left(\exp \left[-\alpha_3 \tau_u^2 \left(1 - \frac{2\varepsilon}{\tau_u} + \frac{\varepsilon^2}{\tau_u^2} \right) \right] - 1 \right), & 0 < \varepsilon < \tau_u \\ \sqrt{\alpha_3} \tau_u \int_0^{\left(\frac{1-\varepsilon}{\tau_u} \right)} \exp[-\alpha_3 \tau_u^2 x^2] dx + \sqrt{\alpha_3} \varepsilon \int_0^{-\frac{\varepsilon}{\tau_u}} \exp[-\alpha_3 \tau_u^2 x^2] dx - \sqrt{\alpha_3} \varepsilon \int_{-\frac{\varepsilon}{\tau_u}}^{\left(\frac{1-\varepsilon}{\tau_u} \right)} \exp[-\alpha_3 \tau_u^2 x^2] dx + \\ + \frac{1}{2\sqrt{\alpha_3} \tau_u} \left(1 - 2 \exp[-\alpha_3 \varepsilon^2] + \exp \left[-\alpha_3 \tau_u^2 \left(1 - \frac{2\varepsilon}{\tau_u} + \frac{\varepsilon^2}{\tau_u^2} \right) \right] \right), & -\tau_u < \varepsilon < 0. \end{cases} \quad (9)$$

Полученные аналитические выражения (7) – (9) проанализированы для различных значений параметров входных цепей приемника нормированной на длительность элемента кода ПСП $b = \Delta w \tau_u$. На основе полученных аналитических выражений для различных характеристик и параметров входных цепей приемника в таблице 1 представлены результаты расчетов нормированных значений максимума сигнальной составляющей квадратурного приемника для рассматриваемых характеристик входных цепей

$$\hat{G}_{1\max} = G_1(\varepsilon_{\max}) \left/ \left(\frac{a_0 N \tau_u}{4} \right) \right., \quad \hat{G}_{2\max} = G_2(\varepsilon_{\max}) \left/ \left(\frac{a_0 N \tau_u}{4} \right) \right., \quad \hat{G}_{3\max} = G_3(\varepsilon_{\max}) \left/ \left(\frac{a_0 N \tau_u}{4} \right) \right.;$$

значения нормированной на длительность элемента кода ПСП разницы времени задержки принимаемого ФМШПС относительно опорного, при которой достигается максимальное значение сигнальной составляющей квадратурного приемника $\varepsilon_{\max} / \tau_u$.

Таблица 1

$b = \Delta w \tau_u$	0,8π	1,2π	1,6π	2,0π	2,5π	3,0π	4,0π
$\hat{G}_{1\max}$	0,319	0,401	0,447	0,472	0,484	0,485	0,478
$\varepsilon_{1\max} / \tau_u$	-0,688	-0,512	-0,382	-0,294	-0,206	-0,162	-0,112
$\hat{G}_{2\max}$	0,285	0,337	0,37	0,393	0,413	0,427	0,445
$\varepsilon_{2\max} / \tau_u$	-0,43	-0,316	-0,26	-0,214	-0,172	-0,141	-0,107
$\hat{G}_{3\max}$	0,295	0,355	0,39	0,411	0,429	0,441	0,456
$\varepsilon_{3\max} / \tau_u$	-0,569	-0,411	-0,313	-0,25	-0,203	-0,167	-0,128

Из приведенных в таблице значений видно, что при уменьшении полосы пропускания входной цепи приемника задержка (опережение) принимаемого сигнала относительно опорного, при которой достигается максимум сигнальной составляющей, возрастает, при этом само максимальное значение сигнальной составляющей убывает. Временная задержка принимаемого сигнала относительно опорного, при которой достигается максимум сигнальной составляющей определяется характеристиками входных цепей. Наибольшее смещение принимаемого сигнала относительно опорного соответствующее максимуму сигнальной составляющей наблюдается для случая аппроксимации входной цепи приемника прямоугольной частотной характеристикой, наименьшее смещение максимума сигнальной составляющей наблюдается при аппроксимации входной цепи резонансной кривой одиночного контура.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, ограничение спектра ФМШПС во входной цепи приемника приводит к смещению временной задержки принимаемого сигнала относительно опорного при которой достигается максимум сигнальной составляющей квадратурного приемника. Величина временного смещения увеличивается с уменьшением полосы пропускания входной цепи приемника и определяется ее характеристиками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. Радио и связь, 2003.
2. Нахмансон Г.С. Оценка времени задержки фазоманипулированного широкополосного сигнала, принимаемого на фоне шумов, квадратурным приемником с входным полосовым фильтром / Нахмансон Г.С., Бакаева Г.А. // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2009, №3. – С. 15-19
3. Нахмансон Г.С. Обнаружение фазоманипулированного широкополосного сигнала, принимаемого на фоне шумов квадратурным приемником с входным полосовым фильтром / Гахмансон Г.С., Бакаева Г.А. // Изв.Вузов. Радиоэлектроника. 2008. – Т.51, № 9. – С. 20-29.
4. Бакаева Г.А. Максимальная вероятность обнаружения фазоманипулированного широкополосного сигнала с учетом искажений в одноконтурной входной цепи приемника // Радиотехника и электроника, 2022, том 67, № 4. - С. 344-352.

REFERENCES

1. 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. Radio and Communications, 2003.
2. Nachmanson G.S. Estimation of the delay time of a phase-manipulated broadband signal received against a background of noise by a quadrature receiver with an input bandpass filter / Nachmanson G.S., Bakaeva G.A. // Izvestia of higher educational institutions of Russia. Radio electronics. 2009, No. 3. – pp. 15-19
3. Nachmanson G.S. Detection of a phase-manipulated broadband signal received against a background of noise by a quadrature receiver with an input bandpass filter / Gakhmanson G.S., Bakaeva G.A. // Izv.Universities. Radio electronics. 2008. – vol. 51, No. 9. – pp. 20-29.
4. Bakaeva G.A. The maximum probability of detecting a phase-manipulated broadband signal, taking into account distortions in the single-circuit input circuit of the receiver // Radio Engineering and Electronics, 2022, volume 67, No. 4. - pp. 344-352.

ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТЕООСАДКОВ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ РАВНОУДАЛЁННЫМИ ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ РАДИОВОЛНАМИ

Е.Л. Шошин, Д.К. Берестин

Сургутский государственный университет ХМАО-Югры, Сургут, РФ

Аннотация. Проведено исследование свойств равноудалённых поляризованных радиоволн. Описан режим дискретного полного поляризационного сканирования. Выполнен анализ поляризационной близости радиоволн, рассеянных двухгранными, трёхгранными и невзаимными отражателями. Рассмотрено применение частично поляризованных последовательностей радиоволн с выбранным значением поляризационной близости для измерения дифференциальной отражаемости осадков.

Ключевые слова: дифференциальная отражаемость, поляризационная близость, частично-поляризованные последовательности, равноудалённые поляризованные радиоволны.

MEASUREMENT OF THE POLARIZATION CHARACTERISTICS OF METEOROLOGICAL PRECIPITATION UNDER IRRADIATION WITH EQUIDISTANT POLARIZED RADIO WAVES

E.L. Shoshin, D.K. Berestin

Surgut state University of KHMAO-Yugra, Surgut, Russia

Abstract. The properties of equidistant polarized radio waves have been studied. The mode of discrete full polarization scanning is described. The analysis of the polarization proximity of radio waves scattered by two-sided, three-sided and non-reciprocal reflectors is performed. The application of partially polarized radio wave sequences with a selected polarization proximity value for measuring the differential reflectivity of precipitation is considered.

Keywords: differential reflectivity, polarizing proximity, partially polarized sequence, equidistant polarized radio waves.

1. ВВЕДЕНИЕ

При измерении поляризационных характеристик радиолокационных целей используется поляризационная модуляция радиолокационных сигналов [1,2]. При измерении дифференциальной отражаемости метеосадков в качестве облучающих сигналов используются радиоволны линейной горизонтальной и вертикальной поляризации [3]. В случае наклонного выпадения дождя измерение дифференциальной отражаемости становится неточным.

Находит применение режим полного поляризационного сканирования, при котором радиолокационная цель облучается радиоволнами с непрерывно изменяющимися значениями углов эллиптичности и ориентации, что соответствует «полному» покрытию сферы Пуанкаре [4]. Другой способ формирования поляризационно-модулированных сигналов с изменяющимися значениями углов эллиптичности и ориентации заключается в применении дискретных поляризационных модуляторов, способные задавать набор

поляризационных состояний радиолокационных сигналов [5]. Реализация полного поляризационного сканирования при помощи дискретных поляризационных модуляторов требует анализа поляризационной близости радиоволн и способов их формирования.

Целью работы является исследование свойств радиоволн с одинаковой поляризационной удалённостью, анализ поляризационной близости рассеянных гидрометеорами сигналов и измерение характеристик метеообъектов при облучении частично-поляризованной последовательностью радиоволн.

2. РАВНОУДАЛЁННЫЕ ПОЛЯРИЗОВАННЫЕ РАДИОВОЛНЫ

Рассмотрим возможность зондирования радиолокационной цели полностью поляризованными радиоволнами (ППР) с одинаковым значением интенсивности и поляризационной близости (удалённости).

Понятие поляризационной близости двух состояний поляризаций, отвечающих точкам P_1 и P_2 комплексной плоскости, вводится как доля интенсивности волны, характеризуемую состоянием P_1 , приходящуюся на состояние P_2 [6]. В качестве меры поляризационной близости, инвариантной к выбору поляризационного базиса, выступает квадрат расстояния между сферическими отображениями точек P_1^{RL} и P_2^{RL} на сфере Римана:

$$H_{prox}(P_1^{RL}, P_2^{RL}) = \frac{\left|P_1^{RL}\right|^2 \left|P_2^{RL}\right|^2 + P_1^{RL*} P_2^{RL} + P_1^{RL} P_2^{RL*} + 1}{\left|P_1^{RL}\right|^2 \left|P_2^{RL}\right|^2 + \left|P_1^{RL}\right|^2 + \left|P_2^{RL}\right|^2 + 1}. \quad (1)$$

Соответственно функция удалённости этих же состояний поляризации задаётся соотношением:

$$H_{remot}(P_1^{RL}, -1/P_2^{RL*}) = 1 - N_{prox}(P_1^{RL}, P_2^{RL}) = \frac{\left|P_1^{RL}\right|^2 + \left|P_2^{RL}\right|^2 - P_1^{RL*} P_2^{RL} - P_1^{RL} P_2^{RL*}}{\left|P_1^{RL}\right|^2 \left|P_2^{RL}\right|^2 + \left|P_1^{RL}\right|^2 + \left|P_2^{RL}\right|^2 + 1}. \quad (2)$$

Из (1) и (2) следует, что при поляризационной удалённости, равной нулю, близость состояний поляризации будет равна единице, что соответствует совмещению точек P_1^{RL} и P_2^{RL} на сфере Римана. Поляризационная удалённость, равная единице, отвечает ортогональности точек P_1^{RL} и P_2^{RL} .

Выразим функцию удаленности (2) через угловые величины эллипса поляризации, используя представление кругового поляризационного отношения [7]:

$$p_{1,2}^{RL} = \operatorname{tg}(\xi_{1,2} + 0,25\pi) \exp(-2j\beta_{1,2}). \quad (3)$$

Получим

$$\begin{aligned} H_{prox}(\xi_1, \xi_2, \beta_1, \beta_2) = \\ \frac{\operatorname{tg}^2(\xi_1 + 0,25\pi) + \operatorname{tg}^2(\xi_2 + 0,25\pi) - 2\operatorname{tg}(\xi_1 + 0,25\pi)\operatorname{tg}(\xi_2 + 0,25\pi)\cos(2(\beta_1 - \beta_2))}{\operatorname{tg}^2(\xi_1 + 0,25\pi)\operatorname{tg}^2(\xi_2 + 0,25\pi) + \operatorname{tg}^2(\xi_1 + 0,25\pi) + \operatorname{tg}^2(\xi_2 + 0,25\pi) + 1}. \end{aligned} \quad (4)$$

При равномерном распределении точек на сфере Римана их сферическое расстояние (расстояние по короткой дуге) равно:

$$L = 0,5 \arccos[\cos \theta_1 \cos \theta_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) + \sin \theta_1 \sin \theta_2], \quad (5)$$

где $\theta_{1,2}$ и $\phi_{1,2}$ - широта и долгота. Из (5) следует диапазон значений L : $0 \dots \pi/2$.

Сравним между собой функцию удалённости состояний поляризации и нормированное сферическое расстояние $2L/\pi$. Связь угловых величин эллипса поляризации со сферическими угловыми координатами задаётся соотношениями:

$$\theta_{1,2} = 2\xi_{1,2} \text{ и } \phi_{1,2} = 2\beta_{1,2} \quad (6)$$

На рис.1 приведены зависимости функции удалённости (1) и нормированного сферического расстояния (2) двух состояний поляризации: одна поляризация фиксированная, другая с изменяющимся углом эллиптичности и неизменным углом ориентации. Зависимости рис.1 сохраняются и для случая одной поляризации фиксированной, а другой с изменяющимся углом ориентации и неизменным углом эллиптичности.

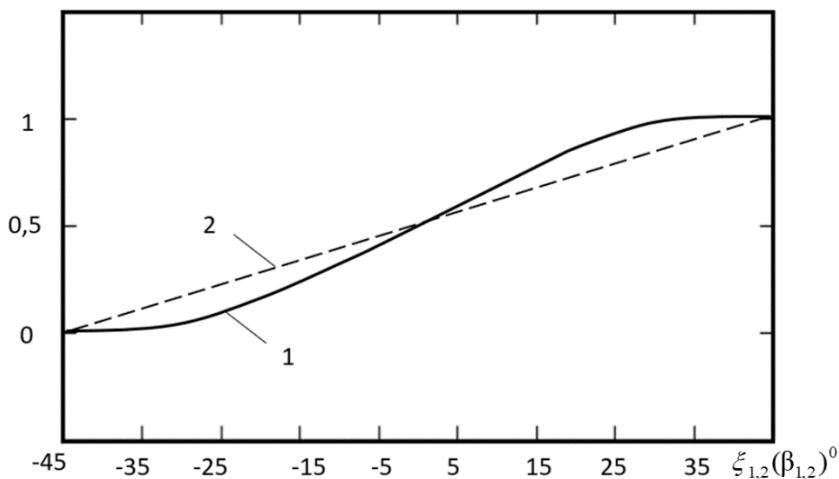


Рис.1. Зависимость функции удалённости и нормированного сферического расстояния состояний поляризации от угла эллиптичности (угла ориентации)

Рис.1 свидетельствует, что сферическое расстояние линейно возрастает по мере увеличения угла разноса точек поляризационных состояний, а аналогичная зависимость функции удалённости носит нелинейный характер. Произвольному значению угла разноса соответствуют то или иное значение сферического расстояния и поляризационная близость (удалённость) радиоволн. При значениях угла эллиптичности (ориентации) $-\frac{\pi}{4}; 0; \frac{\pi}{4}$ функции равны и показывают значения 0; 0,5; 1.

Таким образом, равномерное распределение точек на сфере соответствует равноудалённым поляризационным состояниям, значения функции близости и удалённости которых рассчитывается согласно (1) и (4).

Рассмотрим примеры равноудалённых поляризованных радиоволн. При облучении радиолокационной цели последовательностью из двух равноудалённых поляризованных радиоволн сферические изображения их точек будут связаны между собой отрезком, равным диаметру сферы, что означает задание пары ортогонально-поляризованных радиоволн – линейных, круговых, эллиптических. Матрица когерентности пары ортогонально-поляризованных радиоволн имеет единичный вид [8].

При облучении радиолокационной цели последовательностью из трех различных радиоволн их поляризационные состояния могут быть представлены тремя точками на сфере Пуанкаре. Размещение точек с углом разноса в 120° на окружности единичного радиуса, формируемой в произвольной плоскости сечения сферы Пуанкаре, приводит к формированию поляризованных радиоволн, матрица когерентности которых имеет вид:

$$B_0 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{4} \\ \frac{\sqrt{3}}{4} & 1 \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\sqrt{3}}{4} \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Для последовательности из $N \geq 4$ поляризованных радиоволн задача покрытия сферической поверхности точками равноудалённых поляризационных состояний радиоволн имеет решение для вписанных в сферу правильных многогранников (Платоновых тел). Матрица когерентности 4-х радиоволн с равноудалёнными поляризационными состояниями (соответствуют вершинам тетраэдра) имеет вид:

$$B_0 = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ j & 2 \end{bmatrix} + \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & j \\ -j & 6 \end{bmatrix} + \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{2}}{6} + \frac{j}{6} \\ \frac{\sqrt{2}}{6} - \frac{j}{6} & 1 \end{bmatrix} + \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\sqrt{2}}{6} + \frac{j}{6} \\ -\frac{\sqrt{2}}{6} - \frac{j}{6} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

В таблице 1 приведены векторы Стокса и значения поляризационной близости при формировании последовательности равноудалённых поляризованных радиоволн различной длины N.

Таблица 1. Свойства равноудалённых поляризованных радиоволн

N	Векторы Стокса	Поляризационная близость
2	$(1, \pm 1, 0, 0)^T$	0
3	$(1, 1, 0, 0)^T, (1, -\frac{1}{2}, \pm \frac{\sqrt{3}}{2}, 0)^T$	0,25
4	$(1, 0, 0, 1)^T, (1, \sqrt{\frac{8}{9}}, 0, -\frac{1}{3})^T,$ $(1, -\sqrt{\frac{2}{9}}, \pm \sqrt{\frac{2}{3}}, -\frac{1}{3})^T$	0,333
6	$(1, \pm 1, 0, 0)^T, (1, 0, \pm 1, 0)^T, (1, 0, 0, \pm 1)^T$	0,5
8	$(1, \pm \frac{1}{\sqrt{3}}, \pm \frac{1}{\sqrt{3}}, \pm \frac{1}{\sqrt{3}})^T$	0,667
12	$(1, 0.724, 0.447, \pm 0.526)^T,$ $(1, -0.724, -0.447, \pm 0.526)^T,$ $(1, 0.276, -0.447, \pm 0.851)^T,$ $(1, -0.276, 0.447, \pm 0.851)^T,$ $(1, -0.894, 0.447, 0)^T, (1, 0.894, -0.447, 0)^T,$ $(1, 0, \pm 1, 0)^T$	0,8
20	$(1, 0.188, 0.795, \pm 0.577)^T,$ $(1, -0.188, -0.795, \pm 0.577)^T,$ $(1, -0.491, 0.795, \pm 0.357)^T,$ $(1, 0.491, -0.795, \pm 0.357)^T,$ $(1, 0.607, 0.795, 0)^T, (1, -0.607, -0.795, 0)^T,$	0,873

	$(1, -0.982, -0.188, 0)^T, (1, 0.982, 0.188, 0)^T,$ $(1, -0.795, 0.188, \pm 0.577)^T,$ $(1, 0.795, -0.188, \pm 0.577)^T,$ $(1, 0.304, 0.188, \pm 0.934)^T,$ $(1, -0.304, -0.188, \pm 0.934)^T$	
--	--	--

Количество вершин у икосаэдра составляет 12, а у додекаэдра 20, что недостаточно для «полного» поляризационного сканирования радиолокационной цели и решения таких задач, как прямое измерение собственных поляризаций и построение пространственного поляризационного контура [9]. Формирование последовательности из большего количества поляризационных состояний, близких к равноудалённым, возможно с использованием равновеликой проекции сетки Фибоначчи на поверхность сферы [10]. На рис.2 приведена сфера Римана, покрытая с использованием сетки Фибоначчи 1000 точками с поляризационной близостью $0,99999988 \approx 1$.

Другой способ формирования большого количества поляризационных состояний, близких к равноудалённым, является разбиение граней правильного многоугольника (например, икосаэдра) на аналогичные по форме фигуры меньшего размера и формированием новых точек на сфере из стереографических проекций вершин вновь образуемых фигур.

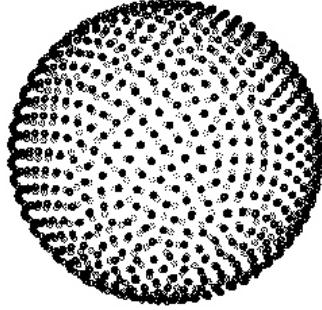


Рис.2. Покрытие сферы Римана 1000 точками с использованием сетки Фибоначчи

При этом, количество формируемых точек будет представлять собой ряд значений. Например, для икосаэдра после нескольких разбиений граней и выполнения триангулированных проекций на поверхность сферы количество формируемых точек поляризационного состояния радиоволн составит 24, 48, 96, 192, 384 и т.д.

3. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕООБЪЕКТОВ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ ЧАСТИЧНО-ПОЛЯРИЗОВАННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ РАДИОВОЛН

Согласно теореме Стокса при облучении радиолокационной цели последовательностью некогерентных поляризованных радиоволн числом N , результирующий вектор Стокса будет равен сумме векторов Стокса поляризованных радиоволн.

$$\mathbf{S}_p = \sum_{i=1}^N \mathbf{S}_i . \quad (5)$$

Подставляя векторы Стокса из табл.1 в (5), можно убедиться, что результирующий вектор Стокса, образованный суммой равноудалённых поляризованных радиоволн числом $N=2,3,4,6,8,12,20$, имеет вид $(1, 0, 0, 0)^T$, что указывает на неполяризованный характер последовательности.

Матрица когерентности частично поляризованной последовательности радиоволн (ЧПР) может быть выражена через параметры Стокса в виде [7]:

$$B = \begin{vmatrix} 0,5I - 0,5\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2} & 0 \\ 0 & 0,5I - 0,5\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2} \end{vmatrix} + \\ + \begin{vmatrix} 0,5Q + 0,5\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2} & 0,5(U - jV) \\ 0,5(U + jV) & 0,5Q + 0,5\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2} \end{vmatrix}. \quad (6)$$

Первое слагаемое в (6) характеризует неполяризованный составляющей ЧПР, второе слагаемое обусловлено полностью ППР. Степень поляризации ЧПР равна:

$$m = \sqrt{1 - \frac{4 \det B}{\text{Sp}^2 B}} = \frac{\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}}{I}. \quad (7)$$

Соотношения (5) – (7) и табл.1 позволяют синтезировать ЧПР с заданными значениями m и поляризационной близости.

Формирование ЧПР с заданным значением поляризационной близости при облучении радиолокационной цели приводит к тому, что рассеянные радиоволны в общем случае не будут обладать свойством равной поляризационной удалённости. На рис.3 приведены зависимости поляризационной близости ($1 - N_{\text{prox}1}$, $2 - N_{\text{prox}2}$, $3 - N_{\text{prox}3}$, $4 - N_{\text{prox}4}$, $5 - N_{\text{prox}5}$, $6 - N_{\text{prox}6}$) рассеянных сигналов от угла ориентации α осесимметричной радиолокационной цели при облучении ЧПР с поляризационной близостью 0,333 и $\rho=5$ дБ (ρ - фактор формы).

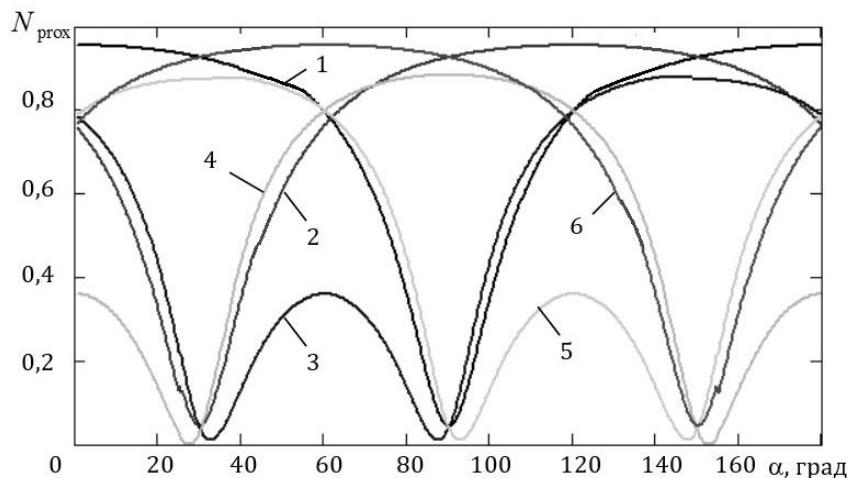


Рис.3. Зависимости функций поляризационной близости рассеянных сигналов от угла ориентации α

При выпадении осадков ориентация гидрометеора формируется под воздействием притяжения земли и сил поверхностного натяжения и соответствует вытянутому эллипсоиду вдоль горизонтальной оси ($\alpha=0$). Радиолокационное сканирование осадков ЧПР с выбранным значением поляризационной близости позволяет связать среднее значение поляризационной близости рассеянных сигналов с интенсивностью выпадения осадков.

В таблице 2 приведены рассчитанные значения поляризационной близости N_{prox} рассеянных гидрометеором сигналов при облучении ЧПР с поляризационной близостью 0,333.

Таблица 2. Поляризационная близость рассеянных гидрометеором сигналов

Z_{DR} , дБ	0	1.5	3	4.5
N_{prox}	0.33 3	0.76; 0.529; 0.48 4; 0.447; 0.44; 0,086	0.88 5; 0.74; 0.58 4; 0.547; 0.53 1; 0,063	0.943;0,74 9; 0.74; 0.722; 0.709; 0.27
\bar{N}_{prox}	0.33 3	0.44 8	0.53 1	0.689

Как видно, значения поляризационной близости и их среднее значение \bar{N}_{prox} связаны с дифференциальной отражаемостью Z_{DR} . Радиолокационное измерение интенсивности выпадения осадков использует статистические методы, состоящие в усреднении данных наблюдений. СВЧ облучение выпадающих гидрометеоров ЧПР и измерение среднего значения поляризационной близости рассеянных радиоволн представляет собой один из методов, использующий статистику поляризационных измерений.

При выпадении осадков в сочетании с интенсивным боковым ветром капли дождя достигают поверхности под углом (косой дождь), что может наблюдаться во время сильного ливня, грозы или урагана. При этом, в общем ливне будут формироваться капли с положительным и отрицательным наклоном при общем дисбалансе, соответствующем наклону ливня [11]. Измерение дифференциальной отражаемости капель косого дождя в области порыва ветра при облучении радиоволнами горизонтальной и вертикальной поляризации будет выполняться с ошибками. Радиолокационное сканирование таких осадков ЧПР со значением поляризационной близости >0 приведёт к тому, что гидрометеоры будут облучаться волнами разных поляризаций (количеством 3 и более), что позволит нивелировать эффект влияния ориентации гидрометеоров на измерение интенсивности осадков косого дождя. При малых размерах областей порыва бокового ветра измерение интенсивности осадков косого дождя должно выполняться метеорологической радиолокационной станцией с высоким пространственным разрешением.

Свойства поляризационных близостей рассеянных сигналов (рис.3) позволяют предложить алгоритм оценки дифференциальной отражаемости и угла наклона косого ливня:

$$Z_{DR}[\text{дБ}] = 0.456 + 0.175(N_{\text{prox1}} + N_{\text{prox1}}), \quad (8)$$

$$\alpha[\text{град}] = 25 - \frac{25N_{\text{prox2}}}{(0.35 + 0.017 Z_{DR}[\text{дБ}]) (N_{\text{prox1}} + N_{\text{prox1}})} \cdot \text{Sign}(N_{\text{prox3}} - N_{\text{prox4}}). \quad (9)$$

Исследуем поляризационную близость радиоволн, рассеянных трёхгранными, двухкратными и невзаимными отражателями, матрицы рассеяния (S) которых совпадают

с матрицами Пауля $\delta_0, \delta_1, \delta_2, \delta_3$ [12]. Запишем вектор Джонса рассеянного сигнала в виде:

$$\vec{E}_p = S \vec{E}_0, \quad (10)$$

где

$$\vec{E}_0 = \begin{vmatrix} \cos \xi \cos \beta - j \sin \xi \sin \beta \\ \cos \xi \sin \beta + j \sin \xi \cos \beta \end{vmatrix}$$

- вектор Джонса излучённого сигнала.

Получим

$$\delta_0 \vec{E}_0 = \begin{vmatrix} \cos \xi \cos \beta - j \sin \xi \sin \beta \\ \cos \xi \sin \beta + j \sin \xi \cos \beta \end{vmatrix}, \quad (11)$$

$$\delta_1 \vec{E}_0 = \begin{vmatrix} \cos \xi \cos \beta - j \sin \xi \sin \beta \\ -\cos \xi \sin \beta - j \sin \xi \cos \beta \end{vmatrix}, \quad (12)$$

$$\delta_2 \vec{E}_0 = \begin{vmatrix} \cos \xi \cos \beta + j \sin \xi \sin \beta \\ \cos \xi \sin \beta - j \sin \xi \cos \beta \end{vmatrix}, \quad (13)$$

$$\delta_3 \vec{E}_0 = \begin{vmatrix} \cos \xi \cos \beta + j \sin \xi \sin \beta \\ -\cos \xi \sin \beta + j \sin \xi \cos \beta \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Из (11)-(14) следует, что углы эллиптичности и ориентации рассеянных сигналов связаны с угловыми параметрами эллипса поляризации излучённого сигнала соотношениями:

$$\text{- трёхгранный отражатель } (\delta_0): \xi_p = \xi \text{ и } \beta_p = \beta \quad (15)$$

$$\text{- двухгранный отражатель } (\delta_1): \xi_p = -\xi \text{ и } \beta_p = -\beta \quad (16)$$

$$\text{- двухгранный отражатель } (\delta_2): \xi_p = \beta \text{ и } \beta_p = \xi \quad (17)$$

$$\text{- невзаимный отражатель } (\delta_3): \xi_p = -\beta \text{ и } \beta_p = -\xi \quad (18)$$

Поляризационная близость рассеянных сигналов, рассчитываемая по (4) с учётом (15)-(18), сохраняет своё значение при произвольных углах эллиптичности и ориентации излучённых сигналов. Таким образом, радиоволны, обратно рассеянные трёх- и двухгранными и невзаимными отражателями, имеют поляризационную близость, равную близости излучённых сигналов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Равноудалённые поляризованные радиоволны покрывают сферу Пуанкаре с одинаковым значением поляризационной близости. Реализация полного поляризационного сканирования при помощи дискретного поляризационного модулятора требует формирования и излучения близких к равноудалённым поляризованным радиоволн с поляризационной близостью близкой к единице.

При облучении трёхгранных, двухгранных и невзаимных отражателей поляризационные близости облучающих и рассеянных сигналов оказываются одинаковыми.

При облучении гидрометеоров ЧПР с выбранным значением поляризационной близости рассеянные радиоволны будут отличаться между собой поляризационной близостью в зависимости от принимаемых значений дифференциальной отражаемости. Усреднение измеряемых значений поляризационной близости рассеянных сигналов представляет собой метод, позволяющий оценить интенсивность выпадения осадков. При

облучении наклонного дождя и ливня ЧПР с выбранным значением поляризационной близости, измерения поляризационных близостей рассеянных сигналов позволяют сформировать оценку дифференциальной отражаемости и угла наклона дождя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. 440с.
2. Гусев К.Г., Филатов А.Д., Сополов А.П. Поляризационная модуляция. М: Сов. радио, 1974. 288с.
3. Жуков В. Ю., Щукин Г. Г. Современные проблемы метеорологической радиолокации/ Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61, № 10. С. 927–939.
4. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. Л: Гидрометеоиздат, 1981. 279с.
5. Шошин Е. Л. Дискретные поляризационные модуляторы радиолокационных сигналов// Приборы и техника эксперимента. 2021. № 6. С. 33-40.
6. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. Пер. с англ. М.: Мир, 1981. 583с.
7. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Том 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования. Монография. — Томск: Томский государственный университет. 2006. 380 с.
8. Козлов А. И., Логвин А. И., Сарычев В. А. Поляризация радиоволн. Книга 1. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. М: Радиотехника. 2005. 704с.
9. Козлов А.И., Логвин А.И., Колядов Д.В., Качалкин В.В. Оконтуривание радиолокационных целей и возможность оценки их геометрических размеров путем управления поляризационными характеристиками излучаемых электромагнитных волн (случай некогерентного рассеяния) //Научный вестник МГТУ ГА. 2005. № 93. С. 7-12.
10. Hardin D.P., Michaels T., Saff E.B. A Comparison of Popular Point Configurations on S^2 //Dolomites Research Notes on Approximations, 2016. Vol. 9. PP. 16.
11. Спутниковая связь и вещание. Справочник. / Под ред. Л.Я. Кантора. М: Радио и связь, 1997. 528 с.
12. Козлов А. И., Логвин А. И., Сарычев В. А. Поляризация радиоволн. Книга 2. Радиолокационная поляриметрия. М: Радиотехника. 2007. 640с.

REFERENCES

1. Kanarekin D.B., Pavlov N.F., Potekhin V.A. Polarization of radar signals. Moscow: Soviet Radio, 1966. 440p.
2. Gusev K.G., Filatov A.D., Sopolev A.P. Polarization modulation. Moscow: Soviet Radio, 1974. 288p.
3. Zhukov V. Yu., Shchukin G. G. Modern problems of meteorological radar/ Radio engineering and electronics. 2016. Vol. 61, No. 10. Pp. 927-939.
4. Bogorodsky V.V., Kanarekin D.B., Kozlov A.I. Polarization of scattered and intrinsic radio emission of the Earth's covers. L: Hydrometeoizdat, 1981. 279p.
5. Shoshin E. L. Discrete polarization modulators of radar signals// Instruments and techniques of the experiment. 2021. No. 6. Pp. 33-40.
6. Azzam R., Bashara N. Ellipsometry and polarized light. Translated from English M.: Mir, 1981. 583p.

7. Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., Ligthart L.P. Introduction to the modern theory of polarization of radar signals. Volume 1. Polarization of plane electromagnetic waves and its transformations. Monograph. Tomsk: Tomsk State University. 2006. 380 p.
8. Kozlov A. I., Logvin A. I., Sarychev V. A. Polarization of radio waves. Book 1. The polarization structure of radar signals. M: Radio engineering. 2005. 704p.
9. Kozlov A.I., Logvin A.I., Kolyadov D.V., Kachalkin V.V. Delineation of radar targets and the possibility of estimating their geometric dimensions by controlling the polarization characteristics of radiated electromagnetic waves (case of incoherent scattering) //Scientific Bulletin of MGTU GA. 2005. No. 93. Pp. 7-12.
10. Hardin D.P., Michaels T., Saff E.B. A Comparison of Popular Point Configurations on S^2 //Dolomites Research Notes on Approximations, 2016. Vol. 9. Pp. 16.
11. Satellite communications and broadcasting. Guide. / Edited by L.Y. Kantor. Moscow: Radio and Communications, 1997. 528p.
12. Kozlov A. I., Logvin A. I., Sarychev V. A. Polarization of radio waves. Book 2. Radar polarimetry. M: Radio engineering. 2007. 640p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЗАКОНА ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ПОТЕНЦИАЛЬНУЮ ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А. А. Монаков, А. А. Тарасенков

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлены результаты исследования влияния закона частотной модуляции на потенциальную точность оценки высоты радиовысотометром непрерывного излучения. Рассмотрены два вида линейных и гармонический законы частотной модуляции. Получены нижние границы Крамера-Рао для среднеквадратической ошибки оценок высоты при данных видах частотной модуляции зондирующего сигнала. Показано, что гармонический закон обеспечивает лучшую потенциальную точность при оценке высоты.

Ключевые слова: радиовысотометр непрерывного излучения, частотная модуляция, гармоническая частотная модуляция, потенциальная точность оценки высоты, граница Крамера-Рао, функция правдоподобия.

STUDY OF THE INFLUENCE OF THE FREQUENCY MODULATION LOW ON THE CONTINUOUS WAVE RADAR ALTIMETER ACCURACY

A. A. Monakov, A. A. Tarasenkov

Saint-Petersburg State University of aerospace instrumentation (SUAI), Saint-Petersburg,
Russian Federation

Abstract. The article presents the results of a study of the influence of the frequency modulation law on the accuracy of altitude estimation using a continuous wave radar altimeter. Two types of linear laws and harmonic law of frequency modulation are considered. The Cramer-Rao bounds for the root mean square error of range estimates for these types of frequency modulation of the emitting signal are obtained. The harmonic law has been shown to provide the best potential accuracy in altitude estimation.

Keywords: FMCW radar altimeter, frequency modulation, harmonic frequency modulation, potential height estimation accuracy, Cramer-Rao bound, likelihood function.

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиовысотомеры (РВ) непрерывного излучения нашли широкое распространение в авиации и космонавтике. К такому типу приборов относятся, например, радиовысотометры малых высот, используемые для обеспечения безопасной посадки воздушных судов.

В большинстве случаев эти радиолокационные устройства используют линейные законы частотной модуляции (ЛЧМ), к которым относятся симметричная линейная частотная модуляция (СЛЧМ) и несимметрическая линейная частотная модуляция (НСЛЧМ) [1-3]. Кроме того, известно использование гармонической частотной модуляции (ГЧМ) [4, 5]. Эти законы модуляции и их влияние на точность измерения высоты являются предметом изучения данной статьи.

Целью настоящей статьи является исследование влияния используемого закона частотной модуляции излучаемого высотометром сигнала на точность измерений.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ

Известно [6, 7], что мерой, определяющей потенциально достижимую точность оценивания параметров радиолокационных сигналов, является нижняя граница Крамера-Рао (ГКР). Определим ГКР для каждого из рассматриваемых законов частотной модуляции.

СЛЧМ подразумевает, что на периоде модуляции T_m частота излучения сначала линейно нарастает, а затем линейно убывает с той же скоростью. Сигнал биений (СБ), обозначенный далее как $e_6(t)$, получается в приемнике РД в результате перемножения излучаемого сигнала с частотой $\Omega_{изл}(t)$ с принимаемым сигналом частотой $\Omega_{пр}(t) = \Omega_{изл}(t - \tau)$, равен:

$$e_6(t) = \begin{cases} \dot{\rho} \exp(-j\omega_6 t), & 0 < t \leq 0.5T_m \\ \dot{\rho} \exp(-j\omega_6(T_m - t)), & 0.5T_m < t \leq T_m \end{cases}$$

где $\dot{\rho} = \rho \cdot e^{j\varphi}$ - комплексная амплитуда, ρ - амплитуда и φ - начальная фаза СБ, $\omega_6 = v\tau$ - частота биений, $v = 2\Delta\Omega/T_m$ - скорость изменения частоты излучаемого сигнала, $\Delta\Omega$ - девиация частоты, $\tau = 2H/c$ - время задержки, H - измеряемая высота, c - скорость света. На рисунке 1 представлены диаграммы, иллюстрирующие образование СБ.

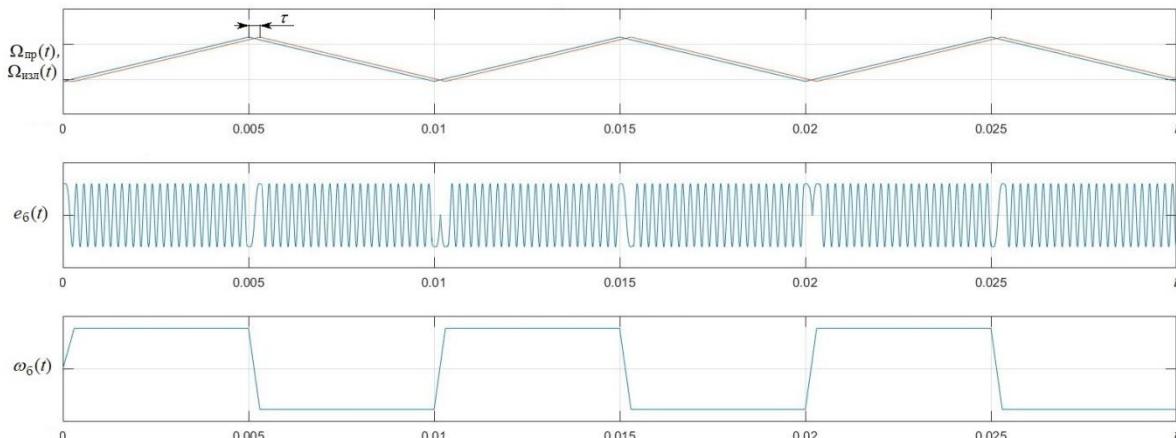


Рис. 1. Биения при СЛЧМ.

Верхний график на рисунке 1 показывает процесс изменения частоты излучаемого сигнала $\Omega_{изл}(t)$ и частоты принимаемого сигнала $\Omega_{пр}(t)$ в соответствии с симметричным линейным законом модуляции. Результатом перемножения в смесителе приемника этих двух сигналов является сигнал $e_6(t)$, с частотой биений ω_6 . Этот сигнал показан на среднем графике, рисунок 1.

Характерной особенностью рассматриваемого процесса является возникновение зон обращения фазы в моменты перехода частоты ω_6 через ноль. Ширина зоны обращения фазы равна времени τ . Процесс изменения частоты СБ показан на нижнем графике. На линейных участках СЛЧМ, длительностью $T_m/2 - \tau$ частота ω_6 постоянна, а проходя зону обращения фазы ω_6 меняет свой знак.

Наличие зон обращения фазы приводит к появлению ошибок оценки параметров наблюдаемого СБ в радиовысотомере. Такими параметрами, подлежащими оценке, будем считать амплитуду ρ , начальную фазу φ и частоту биений ω_6 .

Принимаемый сигнал представим, как аддитивную смесь полезного сигнала и шума:

$$r(t) = e_6(t) + w(t),$$

где $w(t)$ – белый шум со спектральной плотностью мощности N_0 .

Запишем принимаемый сигнал в дискретном времени:

$$r(t) \rightarrow \bar{r} = \left\{ r([n-1]T_d) \right\}_{n=1}^N,$$

$$w_n = \frac{1}{T_d} \int_{t_n - T_d}^{t_n} w(t) dt \in \mathbf{CN}(0, P_w = N_0/T_d),$$

где n - дискретное время, N - размер сигнальной выборки, \bar{r} - вектор сигнальных отсчетов, T_d - период дискретизации, $\mathbf{CN}(0, P_w)$ - комплексное нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией P_w .

Функция правдоподобия (ФП) сигнальной выборки при этом равна:

$$\Lambda(\rho, \varphi, \omega_0 | \bar{r}) = \prod_{n=1}^N \frac{1}{\pi P_w} \exp \left\{ -\frac{1}{P_w} |r_n - e_n|^2 \right\} = \frac{1}{\pi^N P_w^N} \exp \left\{ -\frac{1}{P_w} \sum_{n=1}^N |r_n - e_n|^2 \right\}.$$

Тогда логарифм ФП при $T_d \rightarrow 0$ можно записать как,

$$\begin{aligned} \ln \Lambda &= \text{const} - \frac{1}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} \left[-2 \operatorname{Re}(r^*(t)e_0(t)) + |e_0(t)|^2 \right] dt + \int_{0.5T_m}^{T_m} \left[-2 \operatorname{Re}(r^*(t)e_0(t)) + |e_0(t)|^2 \right] dt \right) = \\ &= \text{const} + \frac{2\rho}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} \left[\operatorname{Re}(r^*(t) \exp(j(-\omega_0 t + \varphi))) + \operatorname{Re}(r^*(T_m - t) \exp(j(-\omega_0 t + \varphi))) - 2\rho \right] dt \right). \end{aligned}$$

Дважды дифференцируя полученное выражение по неизвестным параметрам и усредняя по шумовой компоненте $w(t)$, получим выражения для прямой и обратной матриц Фишера:

$$F = \begin{pmatrix} \frac{2T_m}{N_0} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2\rho^2 T_m}{N_0} & \frac{\rho^2}{N_0} \frac{(T_m)^2}{2} \\ 0 & \frac{\rho^2}{N_0} \frac{(T_m)^2}{2} & \frac{\rho^2}{N_0} \frac{(T_m)^3}{6} \end{pmatrix}, F^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{N_0}{2T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2N_0}{\rho^2 T_m} & -\frac{6N_0}{\rho^2 (T_m)^2} \\ 0 & -\frac{6N_0}{\rho^2 (T_m)^2} & \frac{24N_0}{\rho^2 (T_m)^3} \end{pmatrix}.$$

Следовательно, ГКР для дисперсий неизвестных параметров определяются следующим образом:

$$\sigma_\rho^2 = \frac{N_0}{2T_m} = \rho^2 \frac{N_0}{2\rho^2 T_m} = \frac{\rho^2}{2q^2},$$

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{2N_0}{\rho^2 T_m} = \frac{2}{q^2},$$

$$\sigma_\omega^2 = \frac{24N_0}{\rho^2 (T_m)^3} = \frac{24}{q^2 (T_m)^2}.$$

где $q^2 = \rho^2 T_m / N_0$ - отношение сигнал/шум (ОСШ). Таким образом, ГКР для дисперсии оценки высоты будет равна:

$$\sigma_{\text{СЛЧМ}}^2 = \left(\frac{cT_m}{4\Delta\Omega} \right)^2 \sigma_\omega^2 = \left(\frac{cT_m}{4\Delta\Omega} \right)^2 \frac{24}{q^2 (T_m)^2} = \left(\frac{\sqrt{3/2}c}{q\Delta\Omega} \right)^2,$$

где $\Delta\Omega$ - девиация частоты. Для СКО ошибки получим уравнение:

$$\sigma_{\text{СЛЧМ}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{c}{q\Delta\Omega}. \quad (1)$$

При **НСЛЧМ** излучаемого сигнала СБ равен

$$e_6(t) = \dot{\rho} \exp(-j\omega_6 t), 0 < t \leq T_m.$$

Образование СБ при НСЛЧМ проиллюстрировано на рисунке 2.

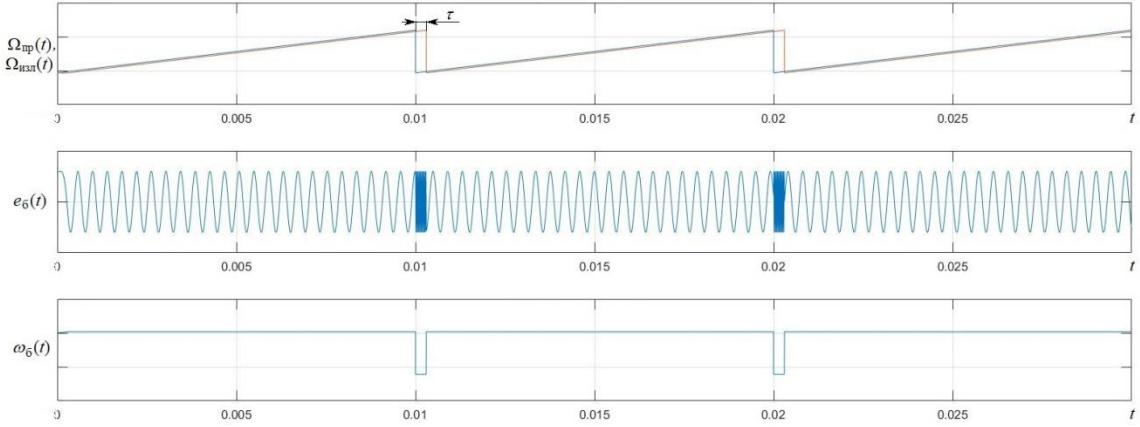


Рис. 2. Биения при НСЛЧМ.

В отличие от сигнала с СЛЧМ, показанного на рисунке 1, сигналы с НСЛЧМ, рисунок 2, образуют биения, имеющие постоянную частоту ω_6 на линейном участке, длина которого равна периоду $T_m - \tau$ и зону разрыва фазы, длительностью τ .

Характерной особенностью данного случая является то, что в моменты возникновения разрыва фазы, абсолютное значение мгновенной частоты ω_6 стремится к величине $\Delta\Omega$, что вызывает ошибки оценивания параметров сигнала $e_6(t)$. Исследуем СКО оценок параметров такого сигнала, определив нижнюю границу Крамера-Рао.

При тех же условиях, что были использованы выше для случая СЛЧМ, запишем логарифм ФП:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda &= \text{const} - \frac{1}{N_0} \left(\int_0^{T_m} \left[-2 \operatorname{Re} \left(r^*(t) e_6(t) \right) + |e_6(t)|^2 \right] dt \right) = \\ &= \text{const} + \frac{\rho}{N_0} \left(\int_0^{T_m} \left[2 \operatorname{Re} \left(r^*(t) \exp(j(-\omega_6 t + \varphi)) \right) - \rho \right] dt \right). \end{aligned}$$

Вычислив вторые частные производные от полученного выражения по неизвестным параметрам, после усреднения по шуму запишем прямую и обратную матрицы Фишера:

$$F = \begin{pmatrix} \frac{2T_m}{N_0} & 0 & 0 \\ 0 & 2q^2 & -q^2 T_m \\ 0 & -q^2 T_m & \frac{2q^2 (T_m)^2}{3} \end{pmatrix} \Rightarrow F^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{N_0}{2T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{q^2} & \frac{3}{q^2 T_m} \\ 0 & \frac{3}{q^2 T_m} & \frac{6}{q^2 (T_m)^2} \end{pmatrix}.$$

ГКР для дисперсий неизвестных параметров соответственно равны:

$$\sigma_{\rho}^2 = \frac{N_0}{2T_m} = \rho^2 \frac{N_0}{2\rho^2 T_m} = \frac{\rho^2}{2q^2},$$

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{2N_0}{\rho^2 T_m} = \frac{2}{q^2},$$

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{6N_0}{\rho^2 (T_m)^3} = \frac{6}{q^2 (T_m)^2},$$

где $q^2 = \rho^2 T_m / N_0$ - отношение сигнал/шум.

Таким образом, нижняя граница для дисперсии оценки высоты при использовании НСЛЧМ равна:

$$\sigma_{\text{НСЛЧМ}}^2 = \left(\frac{cT_m}{2\Delta\Omega} \right)^2 \sigma_{\omega}^2 = \left(\frac{cT_m}{2\Delta\Omega} \right)^2 \frac{6}{q^2 (T_m)^2} = \left(\frac{\sqrt{3/2}c}{q\Delta\Omega} \right)^2.$$

Соответственно для СКО получим уравнение:

$$\sigma_{\text{НСЛЧМ}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{c}{q\Delta\Omega}. \quad (2)$$

ГЧМ является более сложным в реализации законом модуляции. Определим мгновенную частоту и фазу излучаемого сигнала при использовании ГЧМ в соответствии с выражениями:

$$\Omega_{\text{изл}}(t) = \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \Omega_m t,$$

$$\varphi_{\text{изл}}(t) = \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} \sin \Omega_m t,$$

где Ω_m - частота модуляции.

Частота и фаза принимаемого сигнала соответственно равны:

$$\Omega_{\text{пр}}(t) = \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \Omega_m(t - \tau),$$

$$\varphi_{\text{пр}}(t) = \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} [\sin \Omega_m(t - \tau) + \sin \Omega_m \tau].$$

Диаграммы СБ, возникающего при использовании ГЧМ, и его частоты представлены на рисунке 3.

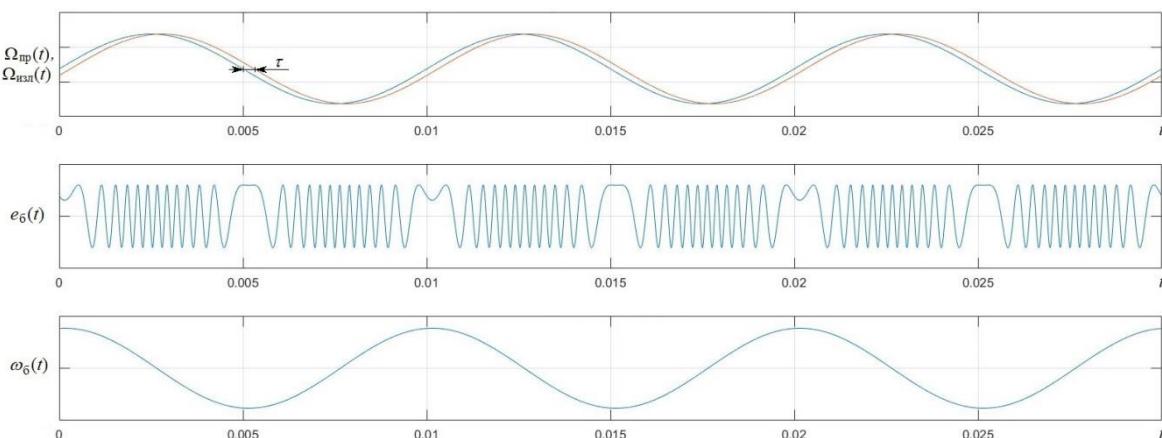


Рис. 3. Биения при ГЧМ.

Из графиков видно, что при ГЧМ в сигнале $e_6(t)$ отсутствуют зоны разрывов и обращения фазы. А процесс изменения частоты СБ, $\omega_6(t)$, имеет гармоническую форму, аналогичную форме закона модуляции.

Определим мгновенную частоту и фазу СБ:

$$\begin{aligned}\omega_6(t) &= \omega_{\text{пп}}(t) - \omega_{\text{изл}}(t) = \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \Omega_m(t - \tau) - \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \Omega_m t = \\ &= \frac{\Delta\Omega}{2} 2 \sin \frac{\Omega_m \tau}{2} \sin \Omega_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Phi_6(t) &= \varphi_{\text{пп}}(t) - \varphi_{\text{изл}}(t) = \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} [\sin \Omega_m(t - \tau) + \sin \Omega_m \tau] - \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} \sin \Omega_m t = \\ &= \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} \left[-2 \sin \frac{\Omega_m \tau}{2} \cos \Omega_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) + \sin \Omega_m \tau \right].\end{aligned}$$

Учитывая, что $\Omega_m \tau \ll 1$, $\omega_6(t) \approx \frac{\Delta\Omega \Omega_m \tau}{2} \sin \Omega_m t$, а $\Phi_6(t) \approx \Delta\Omega \tau \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2}$. Тогда СБ

равен:

$$e_6(t) = \dot{\rho} \exp \left(-j\theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right), \quad 0 \leq t \leq T_m,$$

где $\theta = \Delta\Omega \tau$.

Тогда логарифм ФП может быть записан как,

$$\begin{aligned}\ln \Lambda &= \text{const} - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} \left[-2 \operatorname{Re} (r^*(t) e_b(t)) + |e_b(t)|^2 \right] dt = \\ &= \text{const} + \frac{\rho}{N_0} \int_0^{T_m} \left[2 \operatorname{Re} \left(r^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) - \rho \right] dt.\end{aligned}$$

Продифференцировав дважды полученное выражение по неизвестным параметрам ρ, φ, θ , после усреднения по шумам получим прямую и обратную информационную матрицы Фишера:

$$F = \begin{pmatrix} \frac{2T_m}{N_0} & 0 & 0 \\ 0 & 2q^2 & q^2 \\ 0 & q^2 & \frac{3}{4}q^2 \end{pmatrix} \Rightarrow F^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{N_0}{2T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2q^2} & -\frac{2}{q^2} \\ 0 & -\frac{2}{q^2} & \frac{4}{q^2} \end{pmatrix}.$$

Следовательно, ГКР для дисперсий неизвестных параметров равны:

$$\sigma_\rho^2 = \frac{N_0}{2T_m} = \rho^2 \frac{N_0}{2\rho^2 T_m} = \frac{\rho^2}{2q^2},$$

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{3}{2q^2},$$

$$\sigma_\theta^2 = \frac{4}{q^2},$$

где $q^2 = \frac{\rho^2 T_m}{N_0}$ - отношение сигнал/шум.

Таким образом, ГКР для дисперсии оценки высоты равна:

$$\sigma_{\Gamma\text{ЧМ}}^2 = \left(\frac{c}{2\Delta\Omega} \right)^2 \sigma_\theta^2 = \left(\frac{c}{2\Delta\Omega} \right)^2 \frac{4}{q^2} = \left(\frac{c}{q\Delta\Omega} \right)^2.$$

СКО оценки равна

$$\sigma_{\Gamma\text{ЧМ}} = \frac{c}{q\Delta\Omega}. \quad (3)$$

Уравнения (1), (2) и (3) можно записать в общем виде следующим образом:

$$\sigma_R = \gamma \frac{c}{q\Delta\Omega},$$

где γ - постоянная, зависящая только от типа ЧМ. Для СЛЧМ, НСЛЧМ и ГЧМ эта постоянная соответственно равна: $\gamma_{\text{СЛЧМ}} = \gamma_{\text{НСЛЧМ}} = \sqrt{3/2} \approx 1.2$, $\gamma_{\text{ГЧМ}} = 1$.

Полученные результаты проиллюстрированы на рисунке 4, где границы потенциальной точности показаны как зависимости величины СКО, σ , от отношения сигнал/шум.

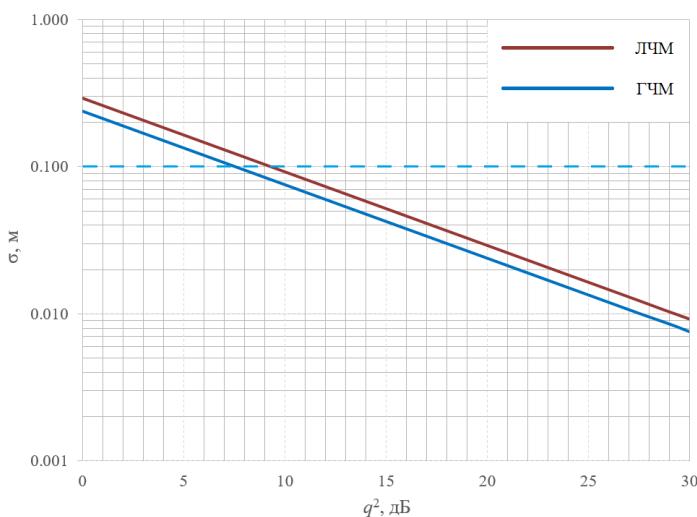


Рис. 4. Границы потенциальной точности.

Положим, что пороговое значение точности, которой должен соответствовать радиовысотомер, задано на уровне 0,1м, пунктирная линия на графике, рисунок 4. Можно увидеть, что использование ГЧМ в радиовысотомере непрерывного излучения обеспечивает заданный порог точности при величине ОСШ на 2 дБ меньше, в сравнении с ЛЧМ. Эта разница сохраняется для любого заданного уровня точности, ввиду параллельности зависимостей СКО оценок от величины ОСШ, т.к., в соответствии с выражениями (1) – (3), эти зависимости отличаются только величиной постоянного коэффициента γ .

Таким образом, применение в радиовысотомере непрерывного излучения ГЧМ имеет преимущества перед линейными типами ЧМ, т.к. ГКР для этого случая в 1.2 раза меньше. Кроме того, использование ГЧМ позволяет упростить обработку СБ в случае реализации фазовых методов [8].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты работы доказывают, что использование гармонической частотной модуляции в радиовысотомерах непрерывного излучения обеспечивает 1.2 раза лучшую потенциальную точность измерения высоты. При использовании фазовых методов обработки сигнала биений такой тип частотной модуляции излучаемого сигнала позволяет сократить количество вычислений и поэтому представляет несомненный интерес для дальнейших исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jankirman, M. FMCW Radar Design / M. Jankirman – London: ARTECH HOUSE, 2018. – 415 p.
2. Справочник по радиолокации / Под ред. М. И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 2. М.: Техносфера, 2014.
3. Жуковский, А. П. Теоретические основы радиовысотометрии / А. П. Жуковский, Е. И. Оноприенко, В. И. Чижов; Под ред. А. П. Жуковского. – М.: Сов. Радио, 1979. – 320 с. 320 с.
4. Комаров, И. В. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. / И. В. Комаров, С. М. Смольский — М: Горячая линия–Телеком, 2010. — 366 с.
5. Исмаил, Мухаммед Абд аль-Вахаб. Радиолокационный высотомер с двойной частотной модуляцией / Пер. с англ. Н. М. Шулейкина ; Под ред. Ю. А. Могилевского ; С предисл. чл.-кор. АН СССР Ю. Б. Кобзарева. - Москва : Изд-во иностр. лит., 1957.
6. Ван Трис, Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Гарри Л. Ван Трис // в 4 т. Т.3: пер. с англ./ Под ред. проф. В. Т. Горяинова. – М.: Сов. Радио, 1977. – 664 с.
7. Радиотехнические системы: учеб. для ВУЗов / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов [и др.] / под ред. Казаринова Ю. М. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
8. Монаков, А. А. Радиовысотомер малых высот с измерительным контуром ФАПЧ (A low-level radar altimeter with phase locked loop estimator) / Монаков А. А., Тарасенков А. А. // IEEE [Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems \(WECONF\), 2022](#) – С. 1 – 4.

REFERENCES

1. Jankirman, M. FMCW Radar Design / M. Jankirman – London: ARTECH HOUSE, 2018. – 415 p.
2. Skolnik M. I. Radar Handbook, Third Ed. Vol. 2. Tr. from Eng. V. S. Verba. Moscow, Technosfera, 2014, 671 p. (In Russ.)
3. Zhukovskiy A. P., Onoprienko E. I., Chizhov V. I. Teoreticheskie osnovy radiovysotometrii [Theory of radio altimetry]. Moscow, Sov. radio, 1979, p. 320 (In Russ.).
4. Komarov I.V., Smol'skiy S. M. Osnovy teorii radiolokacionnih system s neprerivnym izlucheniem [Fundamentals of the theory of radar systems with continuous radiation of frequency-modulated oscillations]. Moscow, Goriachaja Linija-Telecom, 2010, p. 366
5. Mohamed Abd-El Wahab Ismail. A study of the double modulated F. M. radar., Zurich, Leemann, 1955, p. 136 (In Rus.)
6. Harry L. Van Trees. Detection, Estimation, and Modulation Theory PARI III. New York, John Wiley and Sons, Inc., 1971, p. 664
7. Grishin J. P., Ipatov Y. M. Radiotekhnicheskie sistemy. Moscow, Vys'shaya Shkola, 1990, p. 496
8. Monakov A. A., Tarasenkov A. A. A low-level radar altimeter with phase locked loop estimator. IEEE [Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems \(WECONF\), 2022](#) – С. 1 – 4.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТА АДАПТИВНОЙ ФАР И ПРОХОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ ДЛЯ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИАЦИИ БОРТОВОГО БАЗИРОВАНИЯ

Д. К. Проскурин¹, Ю. Г. Пастернак¹, В. А. Пендурик², С. М. Фёдоров¹, А. А. Шеверев¹

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

²АО НПП «ACC», Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье представлено исследование адаптивной антенной решётки. Значимость проведения исследования необходимо для значительного повышения устойчивости функционирования аппаратуры спутникового глобального позиционирования, установленной на БПЛА. Адаптивная антenna решетка состоит из печатных антенных элементов с правой круговой поляризацией, функционирующих в диапазоне частот от 1237 до 1610 МГц, интегрированных с фазовращателями.

Ключевые слова: антenna решётка, адаптивная антenna решётка, полоса рабочих частот, диаграмма направленности.

INVESTIGATION OF AN ELEMENT OF ADAPTIVE HEADLIGHTS AND A PASS-THROUGH PHASE SHIFTER FOR ON-BOARD SATELLITE NAVIGATION EQUIPMENT

D. K. Proskurin¹, Yu. G. Pasternak¹, V. A. Pendyurin², S. M. Fedorov¹, A. A. Shevelev¹

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

²JSC NPP "ACC", Voronezh, Russia

Abstract. This article presents a study of the adaptive antenna array. The significance of the research is necessary to significantly increase the stability of the functioning of the satellite global positioning equipment installed on the UAV. The adaptive antenna array consists of printed antenna elements with right circular polarization, operating in the frequency range from 1237 to 1610 MHz, integrated with phase shifters.

Keywords: antenna array, adaptive antenna array, operating frequency band, directional pattern.

1. ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследования определяется необходимостью значительного повышения устойчивости функционирования аппаратуры спутникового глобального позиционирования, установленной на БПЛА, в условиях действия источников помеховых сигналов.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Адаптивная антenna решетка состоит из печатных антенных элементов с правой круговой поляризацией, функционирующими в диапазоне частот от 1237 до 1610 МГц, интегрированных с фазовращателями, содержащими по 4 варикапа SMV2019-040LF в корпусе SOD-882 ($L_S = 0.45$ нГн, $R=4.8$ Ом, $C=0.3 - 2.2$ пФ) каждый.

На печатной плате каждого фазовращателя расположен также усилитель высокой частоты и делитель Уилкинсона, запитывающий антенный элемент.

Модель антенного элемента (верхняя плата) и фазовращателя с делителем Уилкинсона (нижняя плата) показана на рис. 1.

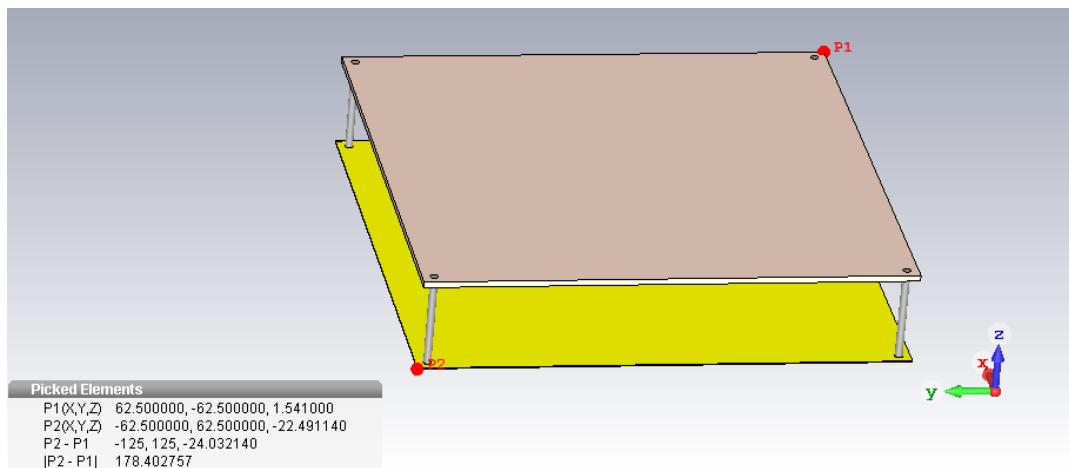


Рис. 1. Модель антенного элемента (верхняя плата) с аналоговым фазовращателем (нижняя плата). Габаритные размеры - 125×125×24 куб. мм.

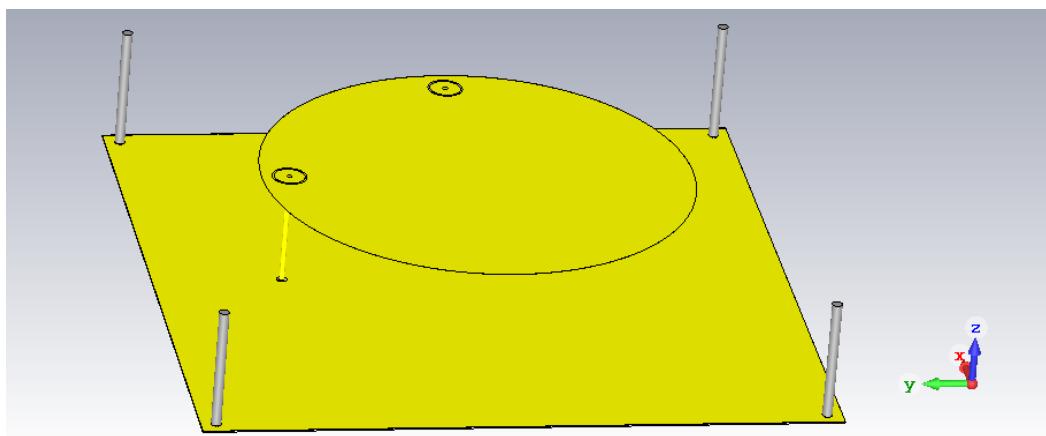


Рис. 2. Снята диэлектрическая подложка верхней платы.

Патч-антенный элемент возбуждается в квадратуре с помощью двух металлических штырей. Платы крепятся друг к другу с помощью четырех стальных стоек.

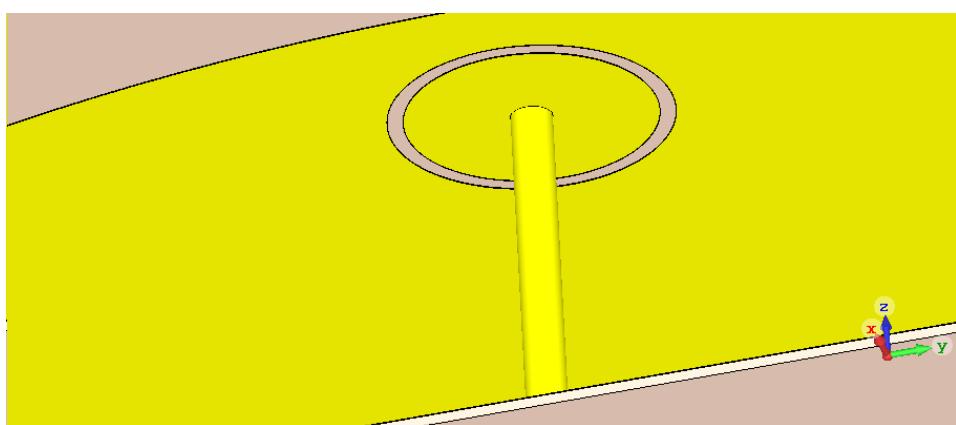


Рис. 3. Соединение металлического штыря с платой патч-элемента.

Используется емкостная связь.

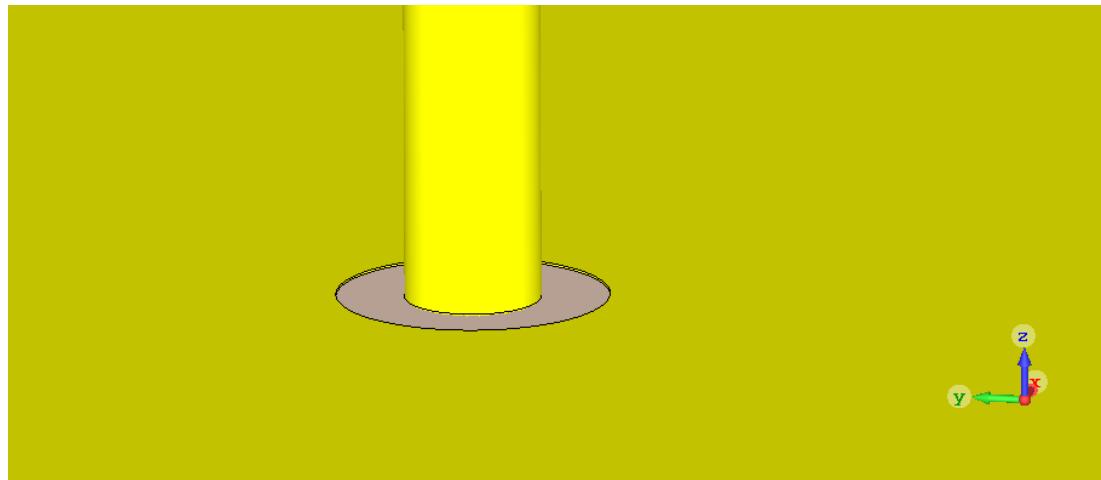


Рис. 4. Соединение металлического штыря, возбуждающего патч- элемент, с платой фазовращателя.

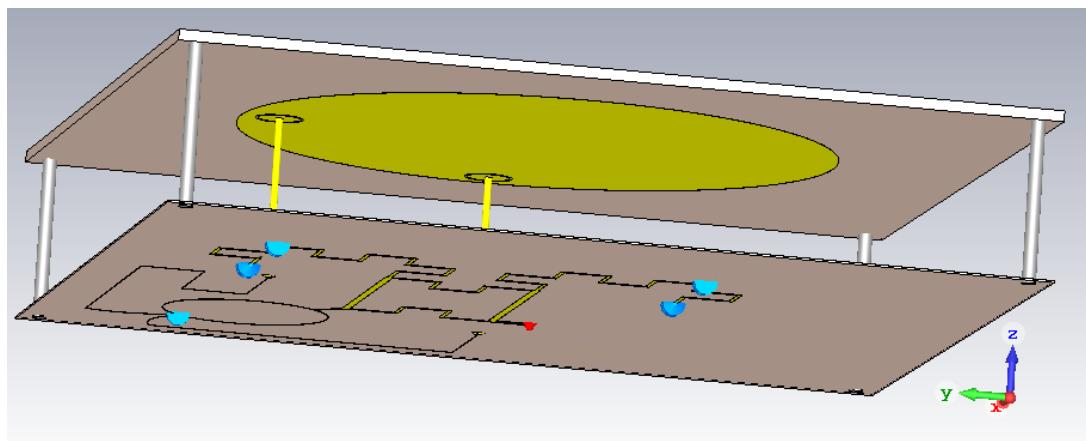


Рис. 5. Снизу расположен делитель Уилкинсона и фазовращатель.

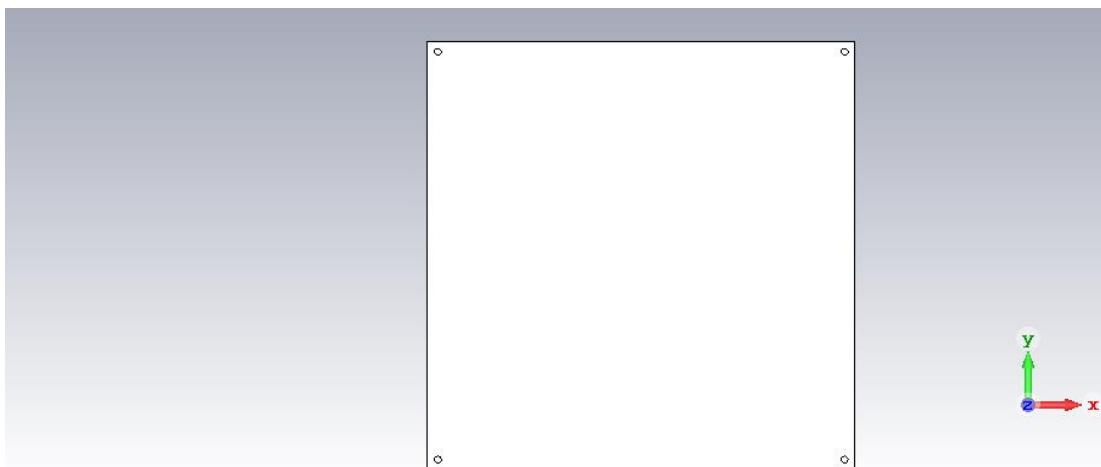


Рис. 6. Вид сверху.

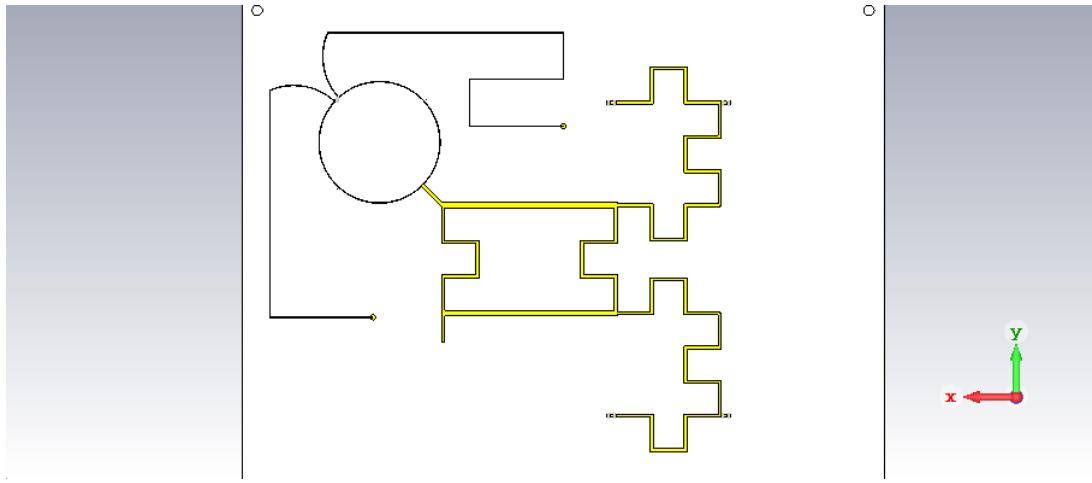


Рис. 7. Плата делителя Уилкинсона и фазовращателя.

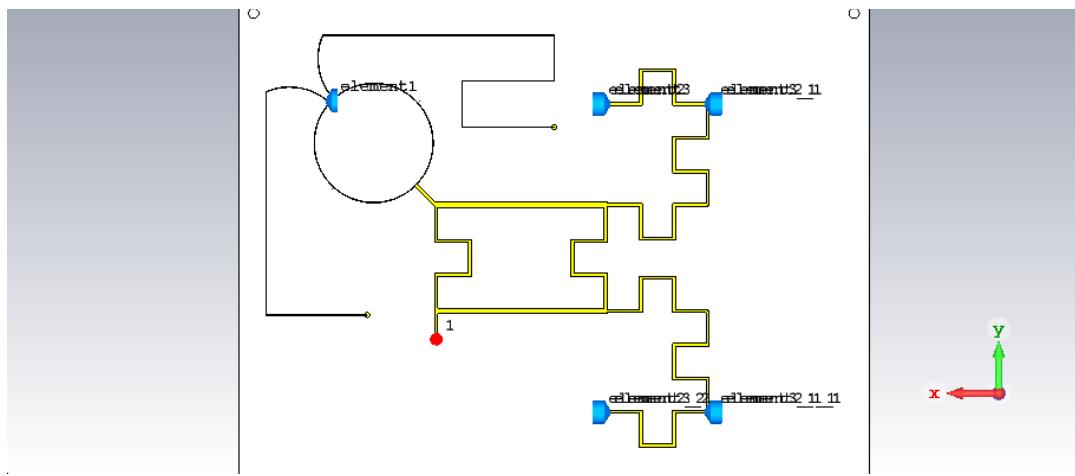


Рис. 8. Порт запитки 1 (красный кружок), 4 вариакапа и 4 индуктивности $5.3 \cdot 10^{-9}$ Гн (каждый вариакап соединяется последовательно с индуктивностью, образуя последовательный колебательный контур)

Колебательные контуры с вариакапами включаются в шлейфы двух плечей квадратурного моста (ломаные дорожки использованы для минимизации габаритных размеров фазовращателя).

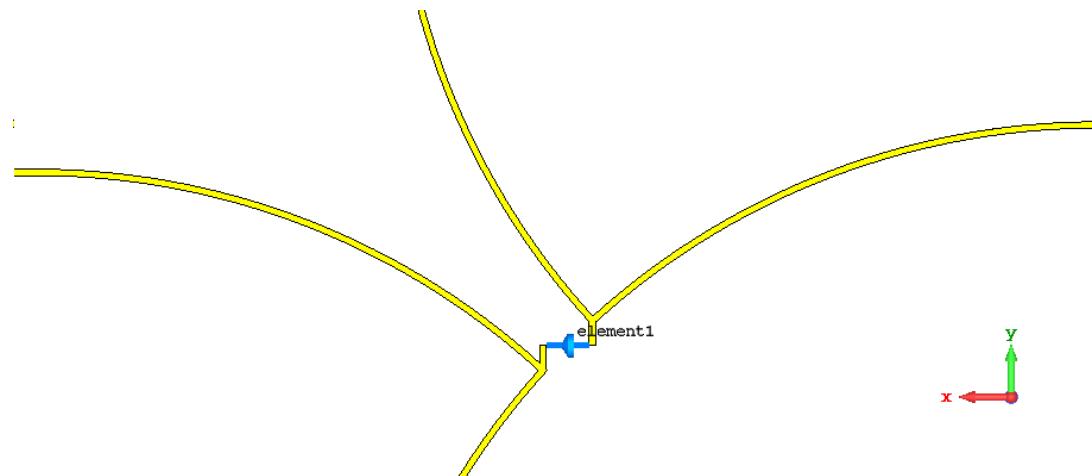


Рис. 9. Балластный резистор 200 Ом в делителе Уилкинсона.

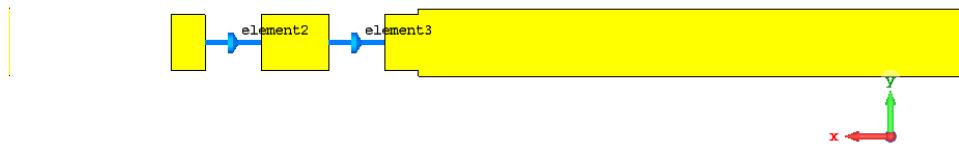


Рис. 10. Включение варикапа и индуктивности в шлейфах квадратурного моста.

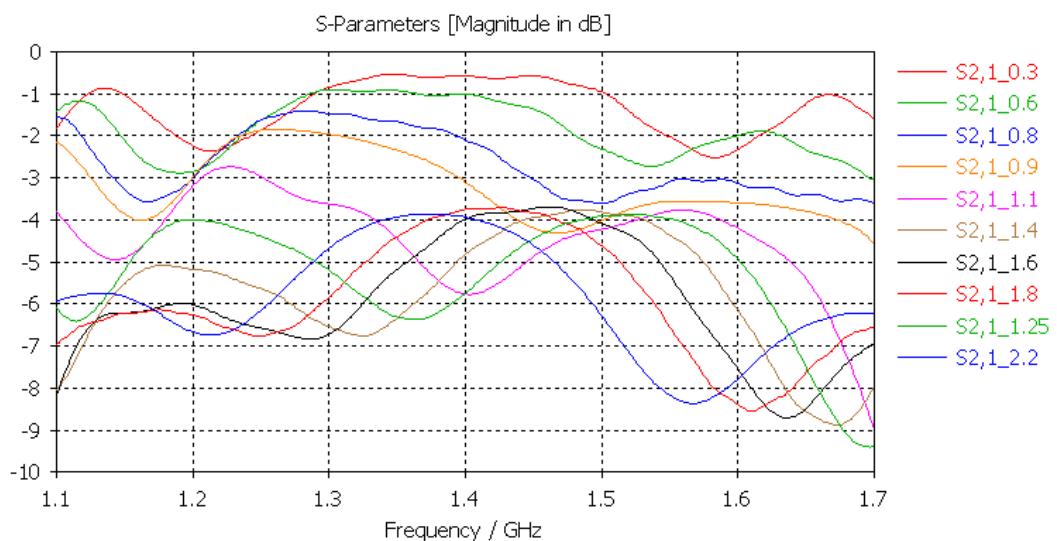


Рис. 11. Потери (дБ) в проходном фазовращателе при указанных справа значениях ёмкости варикапов (все 4 варикапа управляются синхронно) в полосе рабочих частот.

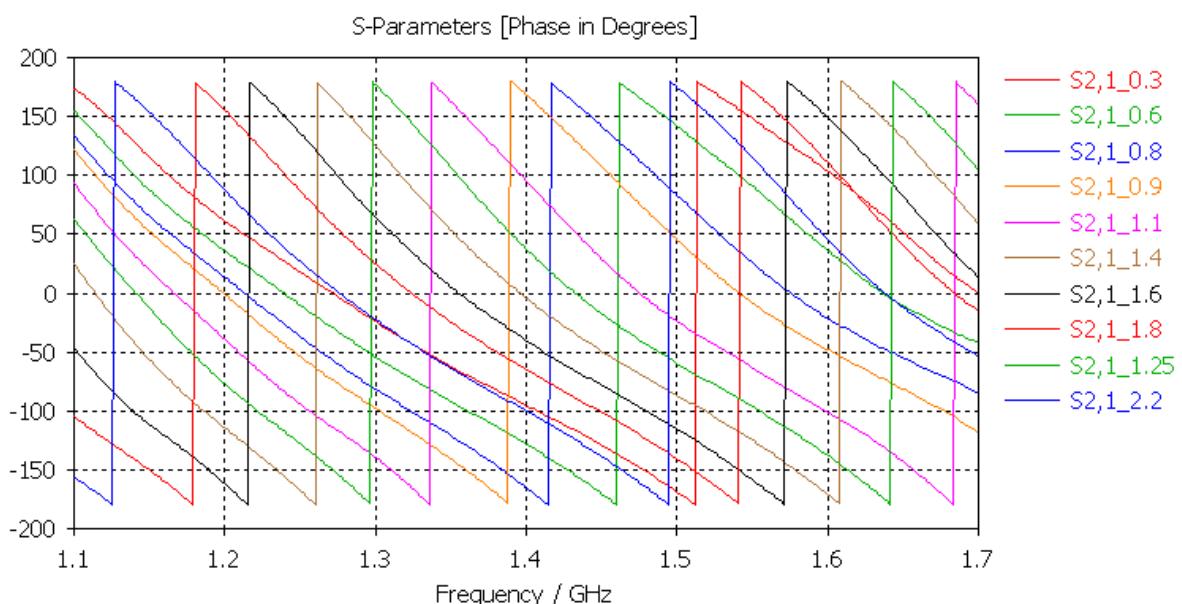


Рис. 12. Сдвиги фазы (градусы), вносимые фазовращателем, при указанных справа значениях ёмкости варикапов в полосе рабочих частот.

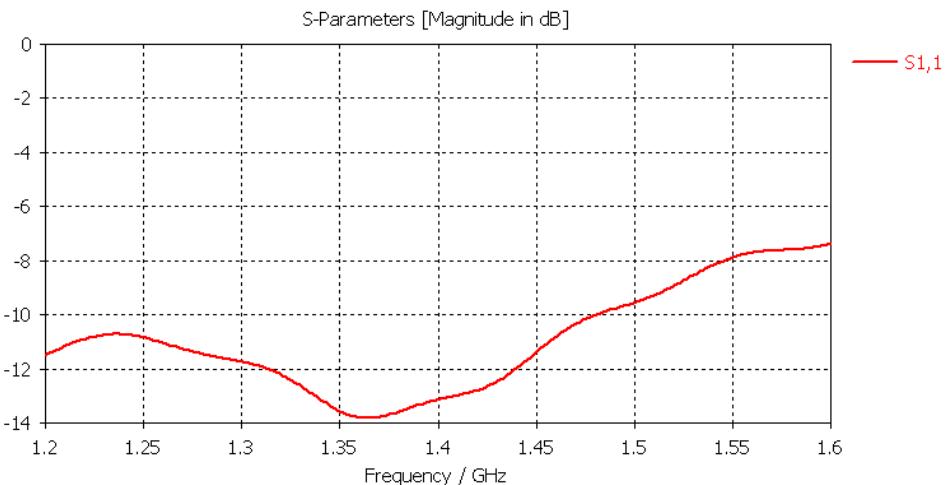


Рис. 13. Коэффициент отражения от антенного элемента (на сумматоре Уилкинсона), дБ.

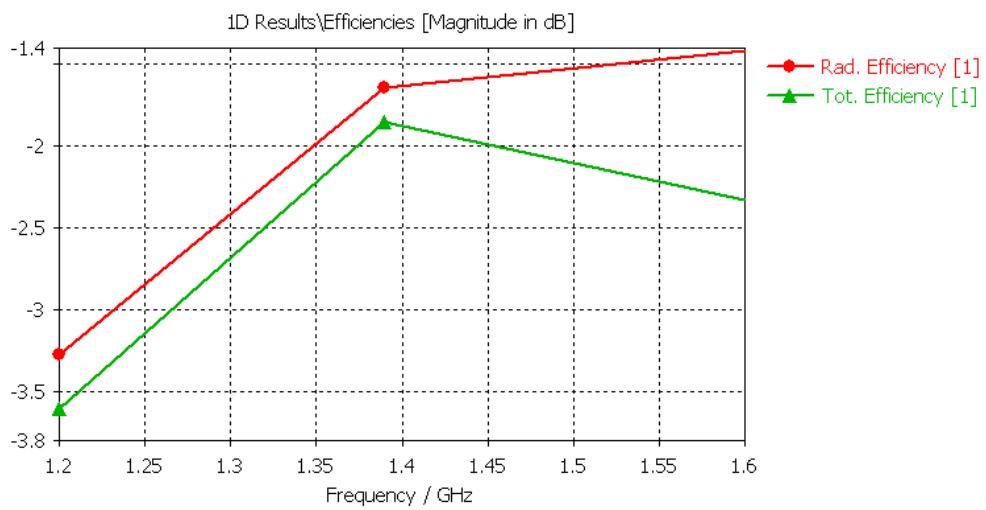


Рис. 14. Потери в антенном элементе, дБ (в основном, потери имеют место в балластном резисторе)

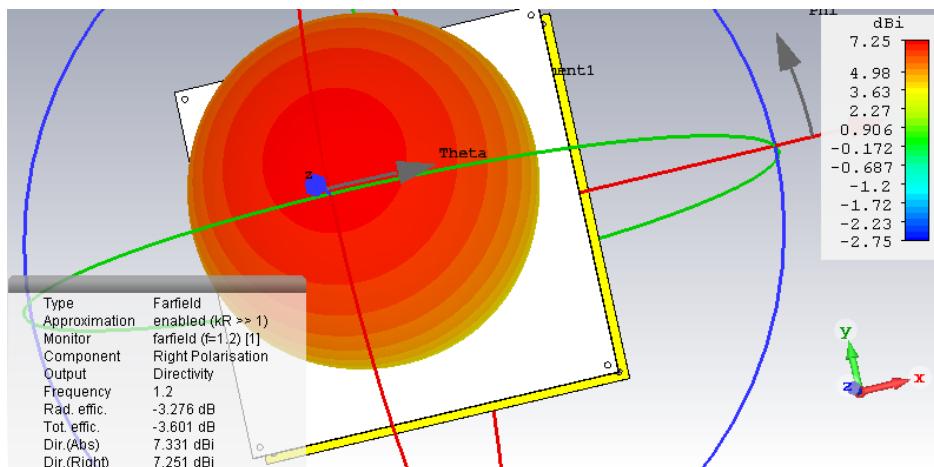


Рис. 15. Диаграмма направленности антенного элемента на краях и в центре рабочего диапазона частот 1.2 ГГц (правая круговая поляризация)

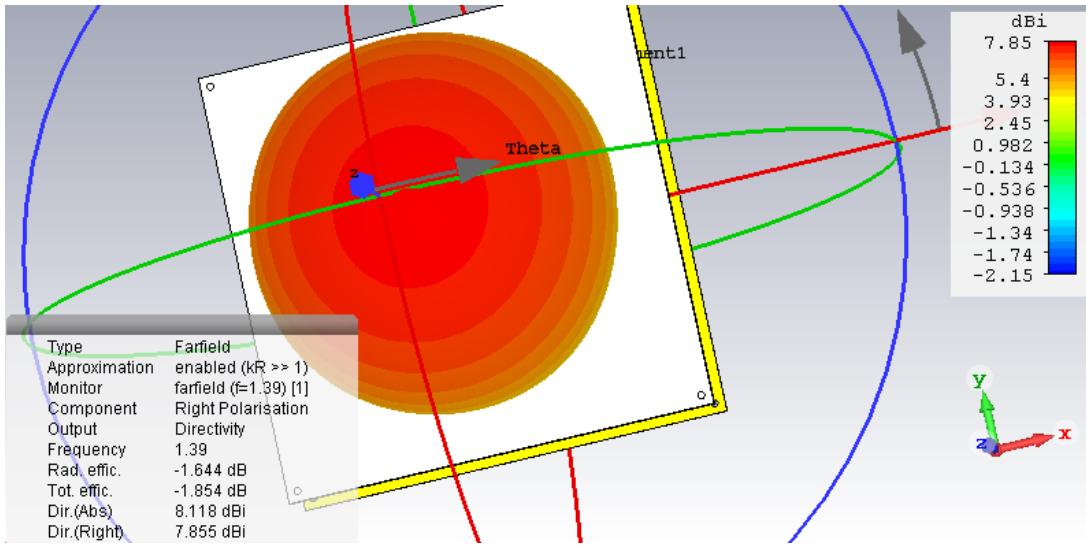


Рис. 16. Диаграмма направленности антенного элемента на краях и в центре рабочего диапазона частот 1.39 ГГц (правая круговая поляризация)

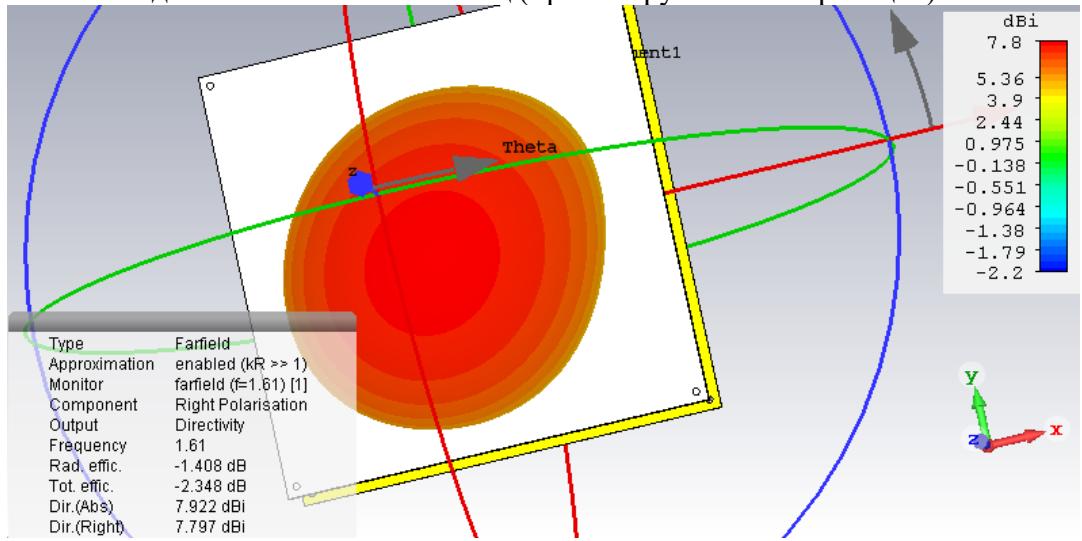


Рис. 17. Диаграмма направленности антенного элемента на краях и в центре рабочего диапазона частот 1.61 ГГц (правая круговая поляризация)

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На печатных платах фазовращателей достаточно места для размещения на них усилителей высокой частоты и делителей мощности между антенными элементами.

Диэлектрическая подложка патч-элемента служит также радиопрозрачным обтекателем антенны.

Минимальное число антенных элементов в решетке – 4, для подавления одной помехи, приходящей с априори неизвестного азимута и угла места.

К ВОПРОСУ О СНИЖЕНИИ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С АФАР

Н. А. Кушнерев¹, Д. О. Попов², М. В. Родин²

¹АО «Концерн «Вега», Москва, Россия

²МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Аннотация. В докладе указывается на то, что для повышения эффективности функционирования современных и перспективных импульсных радиолокационных систем с активными фазированными антенными решетками разработчики должны предпринимать меры для снижения неравномерности энергопотребления передающих модулей. В докладе предложено техническое решение, позволяющее за счет применения устройства заряда накопителя постоянной мощностью значительно снизить амплитуду пульсации тока потребления передающего модуля, а значит, и неравномерность энергопотребления. Достигнутый эффект подтверждается результатами имитационного схемотехнического моделирования.

Ключевые слова: радиолокационная система; активная фазированная антенная решетка; передающий модуль; усилитель мощности; источник электропитания; устройство заряда накопителя.

ON THE ISSUE OF REDUCING THE POWER CONSUMPTION DROOP OF TRANSMITTING MODULES IN PULSED AESA RADARS

N. A. Kushnerev¹, D. O. Popov², M. V. Rodin²

¹JSC «Concern «Vega», Moscow, Russia

²Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The report indicates that in order to improve the efficiency of modern and promising pulse radar systems with active electronically scanned array, developers should take measures to reduce the power consumption droop of transmitting modules. The report proposes a technical solution that allows, through the use of a constant-power storage device, to significantly reduce the amplitude of the pulsation of the current consumption of the transmitting module, and hence the unevenness of energy consumption. The achieved effect is confirmed by the results of simulation circuit modeling.

Keywords: radar; active electronically scanned array; transmitting module; power amplifier; power supply; charger.

1. ВВЕДЕНИЕ

Активные фазированные антенные решетки (АФАР) все более востребованы при разработке импульсных радиолокационных систем (РЛС) широкого круга назначения [1, 2]. Анализ существующих и перспективных разработок в области создания импульсных РЛС показывает, что независимо от структуры АФАР важнейшей ее составной частью, значительно влияющей на надежность и качество функционирования РЛС, является система электропитания (СЭП). При этом для обеспечения высоких показателей надежности, электромагнитной совместимости и энергоэффективности РЛС разработчики должны учитывать характер тока потребления наиболее энергозатратных элементов АФАР – передающих модулей (ПМ).

Наиболее часто в качестве первичного источника электроэнергии для СЭП бортовых авиационных РЛС используют трехфазные генераторы переменного тока с выходным напряжением 115/200 В 400 Гц и сети постоянного тока напряжением 27 В и 270 В по ГОСТ Р 54073-2017, а на космических аппаратах – солнечные батареи с аккумуляторами (наибольшее распространение получила сеть постоянного тока с номинальным напряжением 28 В, но в настоящее время разрабатываются и сети постоянного тока напряжением 100 В).

Однако практика показывает, что недостатком известных ПМ АФАР является либо импульсное, либо неравномерное энергопотребление от СЭП РЛС. Например, для бортовой сети постоянного тока космических аппаратов типовым значением допустимой амплитуды пульсации тока, потребляемого нагрузкой, является 10...20% от среднего значения тока потребления [3]. А для авиационной сети постоянного тока напряжением 270 В (по ГОСТ Р 54073-2017) – и вовсе не более 7%.

Неравномерность энергопотребления от СЭП обуславливает снижение надежности функционирования РЛС (из-за дополнительной нагрузки на первый источник электроэнергии), ухудшение электромагнитной совместимости, энергетической эффективности и даже информативности. Поэтому цель данного доклада – продемонстрировать возможность значительного уменьшения неравномерности энергопотребления ПМ АФАР за счет использования усовершенствованного устройства заряда накопителя.

2. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОПИТАНИИ ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Назначением СЭП РЛС, главным образом, является преобразование энергии первичного источника электроэнергии (аккумуляторной батареи, генератора переменного тока и т.д.) в энергию зондирующих сигналов с заданными параметрами в соответствии с требуемым режимом работы РЛС. Поэтому неотъемлемой составной частью СЭП являются источники электропитания (ИЭП), число которых в АФАР может составлять от единиц до нескольких тысяч.

В передающих трактах РЛС при формировании зондирующих радиоимпульсов часто используют периодический заряд/разряд емкостных накопителей электроэнергии (НЭ) [3]. Таким образом осуществляют электропитание окончного усилителя мощности (УМ) ПМ.

Рассмотрим для примера упрощенную типовую СЭП АФАР бортовой импульсной РЛС (рисунок 1).

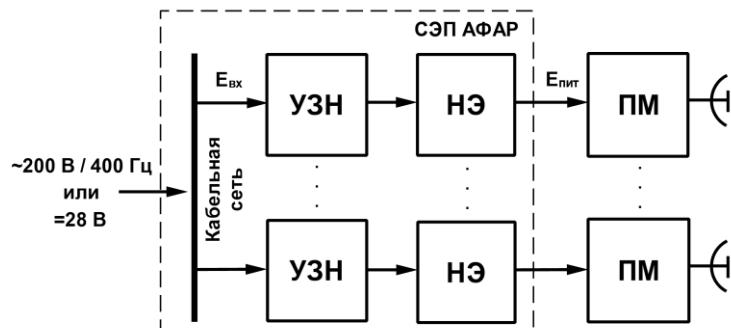


Рис. 1. Структура СЭП АФАР

Здесь преобразование напряжения $E_{вх}$ первичного источника электроэнергии осуществляется устройством заряда накопителя (УЗН) – составной частью ИЭП. Важно обеспечить плавную, без существенных импульсных составляющих, нагрузку для первичного источника электроэнергии – в противном случае, например, возрастают

потери энергии в генераторе переменного тока, что, в свою очередь, ведет к увеличению потребления топлива. Неравномерность энергопотребления от первичного источника обычно ограничена требованиями ГОСТ или иных нормативных документов к потребителям электроэнергии.

Кроме того, УЗН позволяет согласовать напряжение первичного источника электроэнергии с напряжением $E_{пит}$ на НЭ в конце интервала заряда при условии обеспечения устойчивой работы в диапазоне изменения параметров нагрузки от короткого замыкания (разряженный НЭ) до холостого хода (полностью заряженный НЭ), а также обеспечивать гальваническую развязку.

Зачастую УЗН вместе с НЭ входят конструктивно в ПМ. Типовая схема тракта электропитания оконечного УМ ПМ приведена на рисунке 2.

На выходе УЗН установлен емкостный НЭ С. Для его заряда большей частью находят применение импульсные стабилизаторы напряжения или тока. Как правило, они рассчитаны на среднюю мощность, потребляемую оконечным УМ. На выходе стабилизатора обычно устанавливают дроссель L. Главным образом дроссель необходим для снижения амплитуды пульсации тока I_{ex} , потребляемого стабилизатором. При этом энергия, запасаемая в дросселе, невелика по сравнению с энергией, запасаемой в НЭ. Для управления выходной импульсной мощностью УМ предусмотрена регулировка напряжения на выходе УЗН (за счет внешнего управляющего сигнала $U_{упр}$).

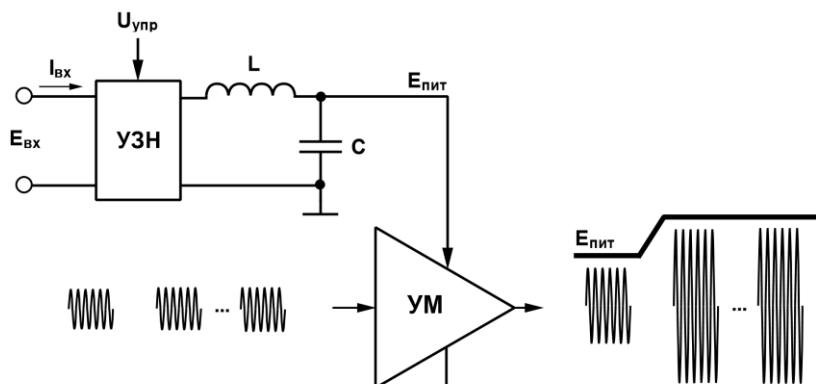


Рис. 2. Схема тракта электропитания оконечного УМ

Обеспечение допустимой амплитуды пульсации тока потребления УЗН достигается правильным выбором индуктивности дросселя L . На рисунке 3 приведены для примера две формы тока потребления. На рисунке 3а амплитуда пульсации (более 20% от среднего значения) недопустима для бортовой радиоэлектронной аппаратуры, но при этом индуктивность дросселя мала, а значит, малы его габаритные размеры и масса. На рисунке 3б амплитуда пульсации приемлема, однако индуктивность дросселя велика, а значит, велики и его габаритные размеры и масса. А в ИЭП с глубоким разрядом НЭ индуктивность, а значит, масса и габариты дросселя еще больше [3].

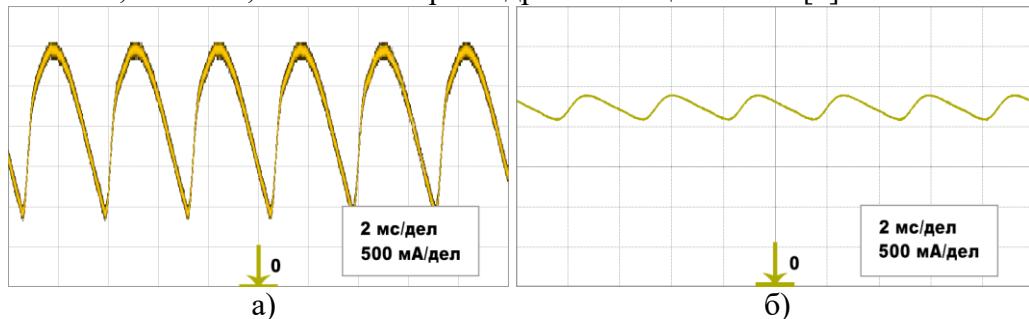


Рис. 3. Формы тока потребления для случая малой (а) и большой (б) индуктивности дросселя

Итак, работа УЗН в режиме заряда постоянным током I_3 в наибольшей степени приближается к оптимальной с точки зрения потерь энергии и характеризуется высоким значением КПД заряда. Однако практически линейное изменение выходного напряжения u_c в этом режиме приводит к тому, что мощность, передаваемая в НЭ, а значит, и потребляемая p_0 от источника E_{ex} , так же изменяется по линейному закону, нарастаая к концу зарядного цикла:

$$u_c(t) = \frac{I_3 t}{C}, \quad (1)$$

$$p_0(t) = \frac{I_3^2 t}{C}. \quad (2)$$

Отметим также, что при использовании дросселя с большой индуктивностью в начале пачки зондирующих радиоимпульсов (или при смене режима излучения РЛС) в контуре, образованном дросселем L и накопительным конденсатором C , может возникать переходной процесс со значительной амплитудой, что негативно отражается на информативности РЛС (рисунок 4).

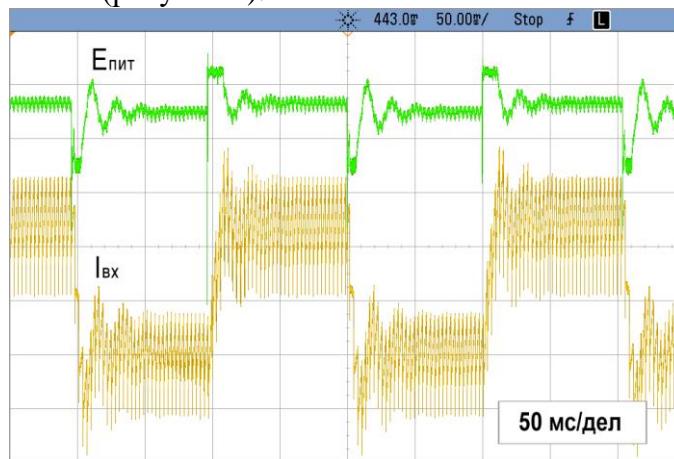


Рис. 4. Переходные процессы напряжения и тока при смене режима излучения РЛС

3. ОПИСАНИЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

В настоящее время разработчиками предложены УЗН, реализующие функцию заряда НЭ с постоянной во времени мощностью. Это позволяет, с одной стороны, отказаться от сглаживающих дросселей на выходе УЗН, а с другой – значительно уменьшить амплитуду пульсации тока, потребляемого УЗН [4-6].

В УЗН, потребляющих неизменную мощность P_0 , напряжение на НЭ u_c и ток заряда i_3 должны изменяться следующим образом:

$$u_c(t) = \sqrt{\frac{2P_0 t}{C}}, \quad (3)$$

$$i_3(t) = \sqrt{\frac{P_0 C}{2t}}. \quad (4)$$

Схемотехническая модель предлагаемого авторами УЗН постоянной мощностью в программе Micro-Cap представлена на рисунке 5.

УЗН представляет собой обратноходовой преобразователь. В схеме модели мощность заряда НЭ задается источником напряжения $V2$. Как следует из полученных осциллограмм (рисунок 5), импульсная выходная мощность, отдаваемая в нагрузку, достигает 3200 Вт. При скважности импульсов $Q = 10$ средняя выходная мощность УЗН не превышает 320 Вт. Форма тока потребления, независимо от режима заряда/разряда,

практически не меняется. Однако в случае изменения временных параметров пачки импульсов (например, длительности и/или скважности) требуется такой алгоритм управления уровнем зарядной мощности НЭ, который оперативно бы учитывал это изменение.

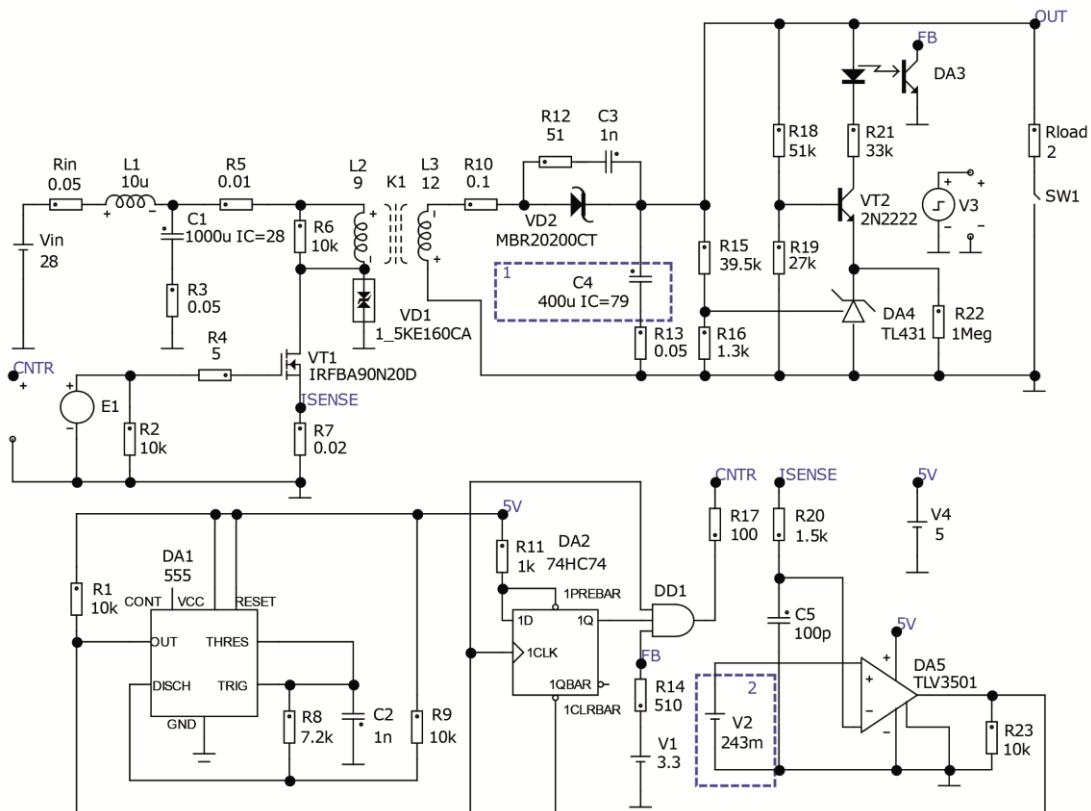


Рис. 5. Схема модели разработанного УЗН

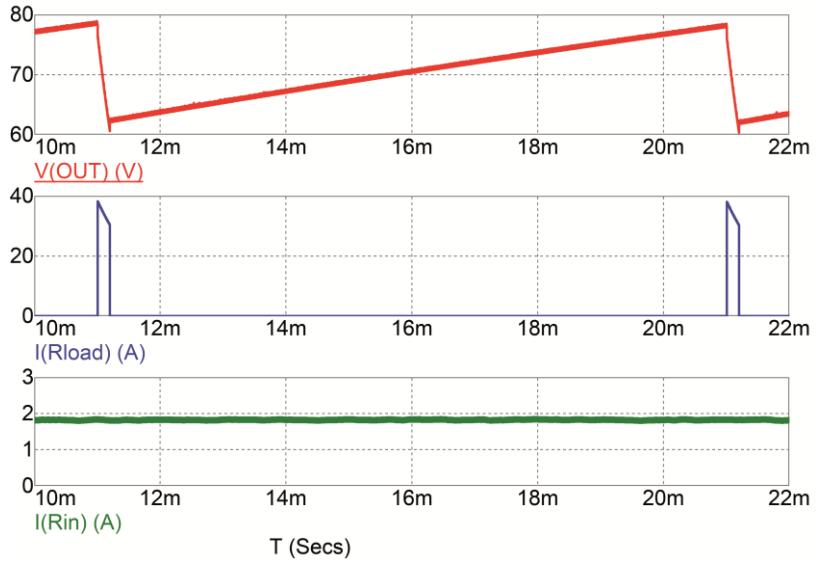


Рис. 6. Осциллографмы напряжений и токов в схеме модели

Таким образом, заряд НЭ при неизменной мощности, обеспечивая практически такие же значения КПД заряда, как и при заряде от источника неизменного тока, позволяет в то же время существенно уменьшить установленную мощность первичного источника электроэнергии. Кроме того, устраняются низкочастотные пульсации напряжения на выходе УЗН, обусловленные неравномерностью нагрузки, которые

оказывают неблагоприятное влияние на работу других потребителей (фликер-эффект). Заряд НЭ с неизменной мощностью особенно важен в бортовых РЛС, имеющих, как правило, системы электроснабжения ограниченной мощности. Ведь масса и габариты УЗН постоянной мощностью не отличается от массы и габаритов типового стабилизатора напряжения или устройства заряда постоянным током.

Итак, предложенное УЗН позволяет снизить массу и габариты АФАР (особенно при работе с глубоким разрядом НЭ), одновременно повысив эффективность использования первичного источника электроэнергии и снизив нагрузку на него, а также увеличив время полета носителя РЛС. Однако в АФАР со сменой режимов работы требуется разработка алгоритмов управления уровнем зарядной мощности НЭ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Резюмирую представленные результаты, отметим следующее.

1. С учетом роста требований к эффективности функционирования бортовых импульсных РЛС с АФАР разработчики уделяют внимание снижению неравномерности энергопотребления оконечных усилителей мощности передающих модулей.

2. Значительное снижение неравномерности энергопотребления оконечных усилителей мощности передающих модулей возможно за счет заряда накопителя постоянной мощностью. Устройство, обеспечивающее такой заряд, разработано и представлено авторами.

3. Дальнейшее совершенствование представленного в докладе устройства заряда накопителя должно идти в направлении разработки алгоритмов управления уровнем зарядной мощности накопителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Skolnik M. Radar Handbook. NY: The McGraw-Hill Companies, 2008. – 1351 p.
2. Brown A. Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. NY: Wiley-IEEE Press, 2022. – 272 p.
3. 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.
4. Кныш В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. Л.: Энергоиздат, 1981. – 160 с.
5. Кириенко В. П. Регулируемые преобразователи систем импульсного электропитания. Нижний Новгород: НГТУ, 2008. – 617 с.
6. Таназлы Г. И., Мунасыпов Р. А. Проектирование сложных систем заряда емкостных накопителей энергии // Вестник УГАТУ, 2012, Т. 16, № 1(46). – С. 133-142.

REFERENCES

1. Skolnik, M. Radar Handbook. NY: The McGraw-Hill Companies, 2008. – 1351 p.
2. Brown, A. Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. NY: Wiley-IEEE Press, 2022. – 272 p.
3. Kushnerev, N. A., Rodin, M. V. Osobennosti proektirovaniya i tendencii razvitiya sistem elektropitaniya AFAR bortovyh radiolokatorov // Informacionno-izmeritelnye i upravlyayushchie sistemy, 2019, No. 6. – Pp. 68-82.
4. Knish, V. A. Poluprovodnikovye preobrazovateli v sistemah zaryada nakopitelnyh kondensatorov. L.: Energoizdat, 1981. – 160 p.
5. Kirienko, V. P. Reguliruemye preobrazovateli sistem impulsnogo elektropitaniya. Nizhniy Novgorod: NGTU, 2008. – 617 p.
6. Tanazli, G. I., Munasipov, R. A. Proektirovanie slozhnyh sistem zaryada emkostnyh nakopitelej energii // Vestnik UGATU, 2012, Vol. 16, No. 1(46). – Pp. 133-142.

ОБ УСЛОВИЯХ СУЩЕСТВОВАНИЯ РЕШЕНИЯ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ТРЕМ РЕПЕРНЫМ ТОЧКАМ ПРИ ПОМОЩИ АЗИМУТАЛЬНО- УГЛОМЕСТНОГО МЕТОДА

М.С. Иванова¹, Л.А. Минин¹, С.Н. Ушаков¹

¹Воронежский государственный университет(ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Известно, что задача определения координат и угловой ориентации в пространстве подвижного объекта путем азимутально-угломестного радиопеленгования с борта подвижного объекта радиоориентиров без использования вспомогательной информации от автономных навигационных датчиков и систем может быть на одном из этапов решения сведена к определению ребер пирамиды по плоским углам при вершине и значению сторон в основании. Ребра могут быть найдены только при помощи численных методов в силу нелинейности задачи. Для итерационных методов, используемых при этом, важным является вопрос о существовании решения при погрешностях во входных данных. В данной статье используется геометрическая интерпретация поставленной задачи, описывающая возникновение решений, как точек пересечения трех закрытых торов. Она позволяет сформулировать как необходимые, так и достаточные условия существования решения.

Ключевые слова: пространственная ориентация, декартова система координат, азимутально-угломестный метод, закрытый тор, азимут.

ON THE CONDITIONS OF EXISTENCE OF A SOLUTION IN THE PROBLEM OF DETERMINING THE LOCATION OF FLYING OBJECT BY THREE REFERENCT POINTS USING THE AZIMUTHAL-ANGLE- LOCATION METHOD

M. S. Ivanova¹, L.A. Minin¹, S. N. Ushakov¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. It is known that the problem of determining the coordinates and angular orientation in space of a mobile object by azimuthal-angular-local radio direction finding from the mobile object without using auxiliary information from autonomous navigation sensors and systems can be reduced at one of the solution stages to the determination of pyramid edges by the flat angles at the top and the value of sides at the base. The edges can be found only using numerical methods due to the nonlinearity of the problem. For the iterative methods used in this case, the important issue is the existence of the solution under errors in the input data. This paper uses a geometric interpretation of the problem, describing the occurrence of solutions as intersection points of three closed toruses. It allows us to formulate both necessary and sufficient conditions for the existence of a solution.

Keywords: spatial orientation, rectangular coordinate system, azimuthal-angle-location method, closed torus, azimuth.

1. ВВЕДЕНИЕ

При определении координат и угловой ориентации подвижных объектов воздушного, морского или наземного базирования обычно используются спутниковые радионавигационные системы, работа которых основана на дальномерно-угломерном

методе, требующем синхронизации по времени реперных источников радиоизлучения. В статьях [1, 2, 3] рассмотрены подходы, не требующие измерения расстояния пройденного радиосигнала, а значит, и синхронизации по времени. Искомые параметры для подвижного объекта находятся по приходящим от радиоориентиров углам азимута и места с помощью бортового азимутально-угломестного радиопеленгатора. Количество источников радиоизлучения на земле при этом должно быть не меньше трёх. Вопросы о разных конфигурациях, позволяющих уменьшить это количество при дополнительной информации изучались в [3].

В статьях [1, 2] изучался детерминированный подход к нахождению координат и угловой ориентации подвижного объекта азимутально-угломестным методом. В нём задача разбивалась на несколько этапов, и для её решения использовался в одном из них метод Ньютона. Кроме этого, выяснилось, что по входным параметрам положение подвижного объекта определяется неоднозначно. Существует до 4 решений, поэтому для однозначного определения истинного положения предлагалось учитывать предыдущие данные. Однако, в реальных условиях возможна ситуация потери связи с подвижным объектом. В этом случае важно понимать механизмы появления разных решений и в силу итерационного характера метода Ньютона с учётом возможных погрешностей условия для проверки корректности данных.

В настоящей работе описывается геометрическая интерпретация детерминированного подхода, сформулированы в виде теоремы достаточные условия для существования решения, и необходимые условия, вытекающие из теоремы косинусов для трёхгранного угла.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В этом разделе мы кратко, не вдаваясь в подробности, опишем один из этапов подхода статьи [1]. Рассматривается нормальная земная система координат $\Sigma_{\text{нз}} = \{O, X, Y, Z\}$ (декартова), начало координат O фиксировано. На земле располагаются три источника радиоизлучения (далее мы будем их называть реперами) в точках M_1, M_2, M_3 пространства с известными координатами. В точке M_0 с неизвестными координатами расположен летательный объект $M_0(x, y, z)$, также в нормальной земной системе координат. На рисунке 1 показаны четыре точки $M_1(x_1, y_1, z_1)$, $M_2(x_2, y_2, z_2)$, $M_3(x_3, y_3, z_3)$ и $M_0(x, y, z)$, образующие тетраэдр. Символы ℓ_i – длина i -го бокового ребра M_0M_i треугольной пирамиды $M_0M_1M_2M_3$; d_{ij} – длина ребра M_iM_j основания $M_1M_2M_3$ треугольной пирамиды $M_0M_1M_2M_3$; $\varphi_{ij} = \angle M_iM_0M_j$ – плоский угол при вершине M_0 , где $i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3; i < j$.

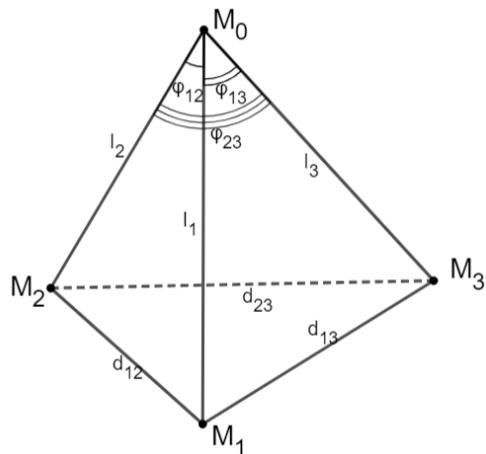


Рис. 1. Пирамида $M_0M_1M_2M_3$

В общем случае, указанные четыре точки в трехмерном пространстве образуют треугольную пирамиду, но не запрещен вариант, при котором все они лежат в одной плоскости.

В работе используются экспериментальные данные - размерность углов. В изученном углеродном методе, имеются только углы для нахождения координат неизвестного объекта, не затрагивая расстояния. Это и обуславливает сложность задачи. Опишем переход от углов азимута и места к значениям плоских углов пирамиды при вершине.

С помощью определения трех пар азимутов α_i и углов места ε_i определяем три единичных вектора s_i направлений

$$s_i = (\cos \alpha_i \cos \varepsilon_i, \sin \alpha_i \cos \varepsilon_i, \sin \varepsilon_i), \text{ где } i = 1, 2, 3.$$

Из (1) следует, что косинусы плоских углов $\cos \varphi_{ij}$ при вершине M_0 треугольной пирамиды $M_0M_1M_2M_3$ (Рис. 1):

$$\cos \varphi_{ij} = (s_i, s_j) = \cos \varepsilon_i \cos \varepsilon_j \cos(\alpha_i - \alpha_j) + \sin \varepsilon_i \sin \varepsilon_j,$$

где $1 \leq i < j \leq 3$.

Длины сторон треугольника:

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2}.$$

Составляем систему уравнений с помощью теоремы косинусов для треугольников боковых граней

$$\begin{cases} \ell_1^2 + \ell_2^2 - 2\ell_1\ell_2 \cos \varphi_{12} = d_{12}^2; \\ \ell_1^2 + \ell_3^2 - 2\ell_1\ell_3 \cos \varphi_{13} = d_{13}^2; \\ \ell_2^2 + \ell_3^2 - 2\ell_2\ell_3 \cos \varphi_{23} = d_{23}^2. \end{cases} \quad (1)$$

Система уравнений (1) задаёт связи между неизвестной совокупностью расстояний от летающего объекта до реперов и соответствующей совокупностью углов при вершине. Она является нелинейной, поэтому расположение M_0 относительно наземных реперов не является однозначным и может включать от одного до четырех решений в зависимости от расположения подвижного объекта. Для произвольных входных данных решений может и не быть.

3. ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ

Систему (1) можно описать следующим образом. В каждой из боковых треугольных граней $M_0M_iM_j$ треугольной пирамиды $M_0M_1M_2M_3$ известны длина d_{ij} стороны M_iM_j треугольника и угол φ_{ij} , находящийся напротив указанной стороны M_iM_j , где $1 \leq i < j \leq 3$. Следовательно, для каждой из боковых треугольных граней $M_0M_iM_j$ известен и соответствующий радиус R_{ij} окружности, описанной около боковой грани $M_0M_iM_j$, причем отрезок M_iM_j , являющийся хордой окружности, делит окружность на две дуги, имеющие в общем случае разные длины. Искомая точка M_0 треугольной пирамиды $M_0M_1M_2M_3$ в зависимости от угла φ_{ij} , который может быть острым или тупым, может располагаться, соответственно, на большей или меньшей дуге окружности, описанной около боковой грани $M_0M_iM_j$.

Для каждой из трех боковых треугольных граней $M_0M_iM_j$ вышеупомянутая окружность не единственна и образует семейство окружностей, которое описывается как множество точек находящихся на поверхности, образованной вращением окружности с радиусом R_{ij} вокруг оси M_iM_j , лежащей в плоскости этой окружности и, в отличие от обычного (открытого) тора пересекающей ее. При этом центр окружности, описанной около боковой грани $M_0M_iM_j$, вращаемой вокруг оси M_iM_j , описывает окружность с центром в середине стороны M_iM_j основания $M_1M_2M_3$ треугольной пирамиды

$M_0M_1M_2M_3$, и радиусом равным $\sqrt{R_{ij}^2 - d_{ij}/4}$. Поэтому вышеупомянутая поверхность представляет собой закрытый тор (тор без отверстия в центре), часть внешних границ которого, образованная вращением меньшей дуги окружности с радиусом R_{ij} , располагается внутри его внешних границ, образованных вращением большей дуги окружности с радиусом R_{ij} . Внешний вид закрытого тора, образованного вращением окружности с радиусом R_{ij} вокруг оси M_iM_j , являющейся хордой окружности, представлен на рис. 2.

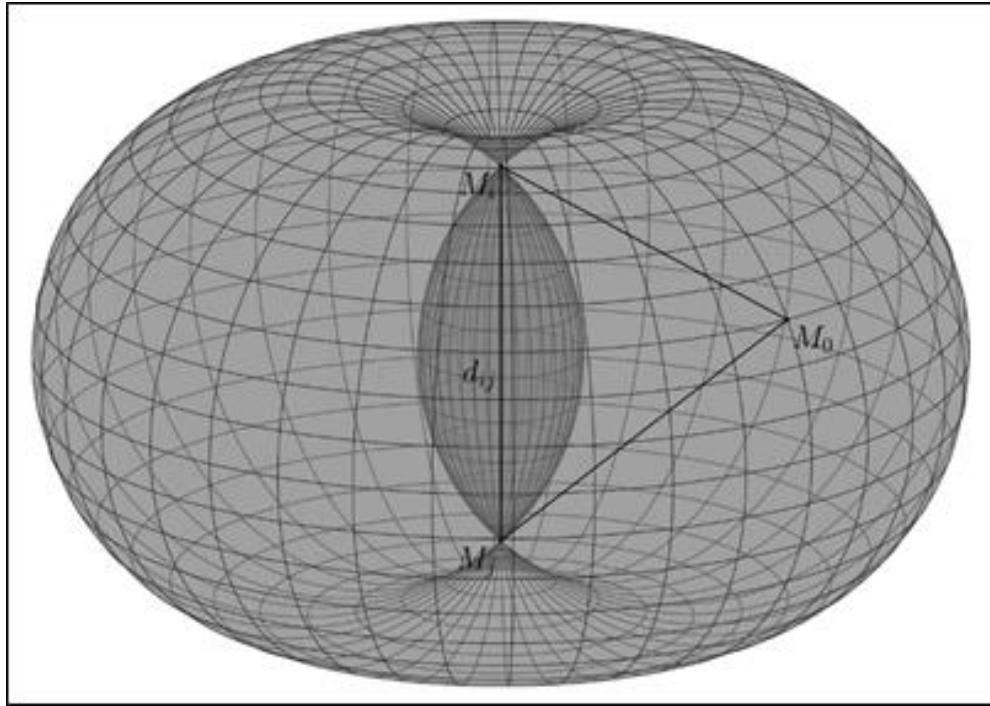


Рис. 2: Закрытый тор.

Положение точки M_0 может быть получено как положение точки пересечения трёх окружностей, вращающихся вокруг осей M_iM_j , с центром в середине соответствующих стороны M_iM_j основания $M_1M_2M_3$ треугольной пирамиды $M_0M_1M_2M_3$, и радиусом равным $\sqrt{R_{ij}^2 - d_{ij}/4}$.

В каждой из боковых треугольных граней $M_0M_iM_j$ треугольной пирамиды $M_0M_1M_2M_3$ значения ребер ℓ_i и ℓ_j ограничено диаметром окружности, описанной около $M_0M_iM_j$. Это обстоятельство позволяет ввести ограничения на длины искомых ребер

$$\begin{cases} \ell_1 \leq \min(2R_{12}, 2R_{13}), \\ \ell_2 \leq \min(2R_{12}, 2R_{23}), \\ \ell_3 \leq \min(2R_{13}, 2R_{23}). \end{cases}$$

Решение системы (1) ищется численно методом Ньютона, поэтому полученные ограничения на величины ребер повышают устойчивость алгоритма поиска значений ℓ_i , где $i = 1, 2, 3$.

4. УСЛОВИЯ СУЩЕСТВОВАНИЯ РЕШЕНИЙ

Боковые треугольные грани $M_0M_1M_2$, $M_0M_1M_3$, $M_0M_2M_3$ пирамиды $M_0M_1M_2M_3$, вообще говоря, образуют трехгранный угол, но с учётом физических особенностей задачи определения координат подвижного объекта, допустимым является и случай, когда точки M_0 , M_1 , M_2 и M_3 лежат в одной плоскости. Учитывая эти обстоятельства, на величины искомых ребер и задаваемых углов накладываются ограничения

$$\begin{cases} 0 \leq \varphi_{ij} \leq 180^\circ, \\ \ell_i \geq 0, \\ i = 1,2,3; j = 1,2,3; i < j. \end{cases} \quad (2)$$

Знания из школьной стереометрии о трёхгранном угле, при условии, что точки M_0 , M_1 , M_2 и M_3 могут лежать в одной плоскости, позволяют сформулировать необходимое условие существования решения системы (1).

Утверждение 1. Для заданной тройки чисел d_{13} , d_{12} , d_{23} , образующих треугольник, и трех углов φ_{12} , φ_{13} , φ_{23} для существования решения системы (1) с ограничениями (2) необходимо выполнение условий

$$\begin{cases} \varphi_{12} \leq \varphi_{13} + \varphi_{23}, \\ \varphi_{13} \leq \varphi_{12} + \varphi_{23}, \\ \varphi_{23} \leq \varphi_{12} + \varphi_{13}, \\ \varphi_{12} + \varphi_{13} + \varphi_{23} \leq 360^\circ. \end{cases} \quad (3)$$

Утверждение 1 является необходимым условием, но не достаточным, что иллюстрирует пример ниже.

Пример. Найдём ограничения на угол φ_{23} при $\varphi_{12} = \varphi_{13} = 90^\circ$. В этих условиях система (1) примет вид

$$\begin{cases} \ell_1^2 + \ell_2^2 = 1, \\ \ell_1^2 + \ell_3^2 = 1, \\ \ell_2^2 - \ell_2 \ell_3 + \ell_3^2 = 1. \end{cases}$$

Из первых двух уравнений следует, что $\ell_2 = \ell_3$ и $\ell_2^2 \leq 1$. Поэтому получаем

$$\begin{cases} 2\ell_2^2 - 2\ell_2^2 \cos \varphi_{23} = 1, \\ \ell_2^2 \leq 1. \end{cases}$$

Отсюда следует, что $2(1 - \cos \varphi_{23}) \geq 1$, и для существования решения требуется выполнения двойного неравенства $60^\circ \leq \varphi_{23} \leq 180^\circ$. Хотя, по утверждению 1, $\varphi_{23} \geq 0^\circ$.

Теорема 1. Для заданной тройки чисел d_{13} , d_{12} , d_{23} , образующих треугольник, и трех углов φ_{12} , φ_{13} , φ_{23} для существования решения системы (1) с ограничениями (2) достаточно выполнения условий

$$\begin{cases} 0^\circ \leq \varphi_{12} \leq 90^\circ, 0^\circ \leq \varphi_{13} \leq 90^\circ, \\ \min(\angle M_1M_2M_3, \varphi_{13} + \varphi_{12}) \leq \varphi_{23} \leq \max(\varphi_{13} + \varphi_{12}, \angle M_1M_2M_3). \end{cases}$$

Теорема 2. Для заданной тройки чисел d_{13} , d_{12} , d_{23} , образующих треугольник, и трех углов φ_{12} , φ_{13} , φ_{23} для существования решения системы (1) с ограничениями (2) достаточно выполнения условий

$$\begin{cases} 90^\circ < \varphi_{12} \leq 180^\circ, 90^\circ < \varphi_{13} \leq 180^\circ, \\ \min(\angle M_1M_2M_3, 360^\circ - (\varphi_{12} + \varphi_{13})) \leq \varphi_{23} \leq \max(360^\circ - (\varphi_{12} + \varphi_{13}), \angle M_1M_2M_3). \end{cases}$$

Для пояснения теорем о достаточности, воспользуемся рисунками 3 и 4, на которых изображены сечения двух замкнутых торов, образованных вращениями двух окружностей вокруг сторон M_1M_2 и M_2M_3 , плоскостью $M_1M_2M_3$.

Рисунок 3, поясняет условие теоремы 1. На нём видно, что в плоскости $M_1M_2M_3$ торы, образованные вращениями двух окружностей вокруг сторон M_1M_2 и M_2M_3 , имеют две точки пересечения M_2 и M , являющиеся решением задачи определения координат подвижного объекта. Точка M_2 соответствует нулевому значению ребра ℓ_2 и углу $\varphi_{23} = \angle M_1M_2M_3$, а точка M - углу $\varphi_{23} = \varphi_{13} + \varphi_{23}$. Через эти две точки проходит непрерывная линия пересечения двух торов. Третий тор, пересекающий эту линию при различных значениях φ_{23} , даёт решение системы (1). Так как угол φ_{23} меняется при этом непрерывно, то из отрезка $[\min(\angle M_1M_2M_3, \varphi_{13} + \varphi_{12}), \max(\varphi_{13} + \varphi_{12}, \angle M_1M_2M_3)]$ он может принимать все значения.

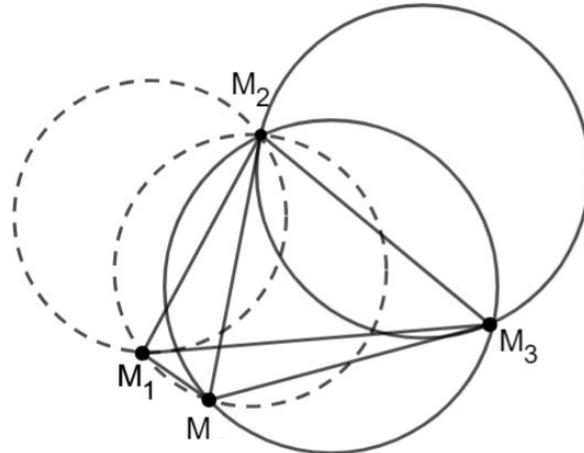


Рис. 3. Сечение двух замкнутых торов плоскостью $M_1M_2M_3$

Рисунок 4, иллюстрирует условие теоремы 2 для случая тупых углов φ_{12} и φ_{13} .

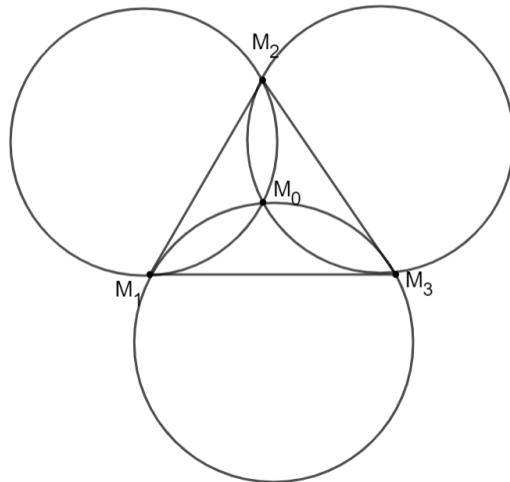


Рис. 4. Сечение трёх замкнутых торов плоскостью $M_1M_2M_3$

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При изучении поведения решений нашей задачи был запрограммирован алгоритм нахождения положения подвижного объекта. На основе сформулированной теоремы о существовании алгоритм удалось сделать более устойчивым. Благодаря численным экспериментам, а также знании о количестве решений, мы смогли отловить все решения, несмотря на то, что мы использовали численные методы.

Для начальной точки можно взять центр масс трех реперов, а в последующем и координаты точки при постоянном наблюдении за летающим объектом. Чтобы отловить все решения, можно стартовать с трех вершин треугольника $M_1M_2M_3$, четвертое же решение внутри треугольника можно подобрать из тех, которые не совпадают с первыми

тремя. На рисунке 5 описывается движение точки M_0 внутри небольшой окружности с увеличением высоты исходной точки до определенного порога. При этом возникают побочные решения, траектория движения которых имеет округлую форму, поскольку перемещение идёт по линии пересечения торов с небольшим изменением. Проекция истинного положения подвижного объекта попадает внутрь треугольника $M_1M_2M_3$. Поиск последнего решения представляет собой нетривиальную задачу, поскольку решения могут «перескакивать» друг на друга. Нам в этом помогает, геометрическая интерпретация, описанная в разделе 3. Необходимую точку для приближения мы берем из спирали, поднимающейся по цилиндру с наперёд заданной максимальной высотой.

К тому же, найденные решения внутри треугольника при уменьшении угла (проекция решения попадает в треугольник) совпадают с истинным. Мы видим это по наложению точек в центре треугольника.

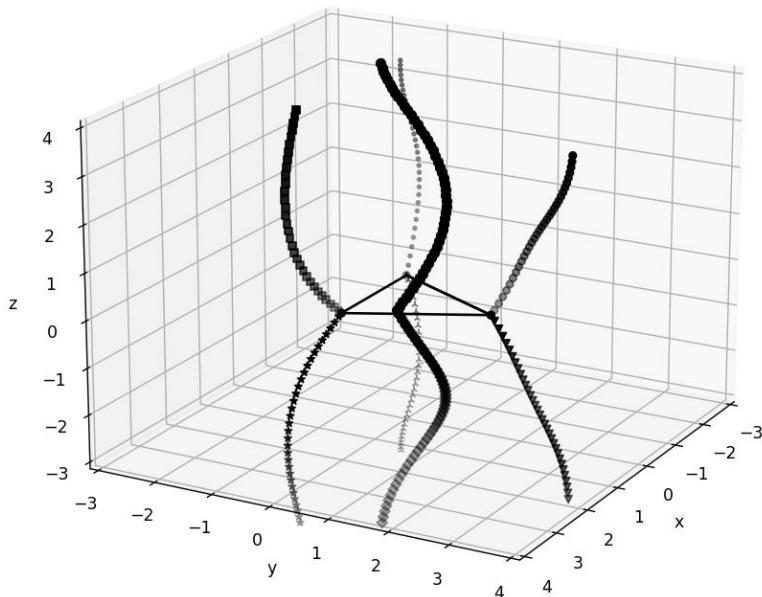


Рис. 5. Решение задачи определения местоположения подвижного объекта при различных входных данных

ЛИТЕРАТУРА

1. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Морозов Е. Ю., Ушаков С. Н. Детерминированный подход к решению задачи определения координат и угловой ориентации бортовой пеленгаторной антенны по результатам радиопеленгования радиоориентиров. // Информационно-измерительные и управляемые системы. — Москва, 2019 .— Т. 17, №2. - С. 5-23
2. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Морозов Е. Ю., Ушаков С. Н. Локальные углеродные системы определения координат и угловой ориентации бортовых пеленгаторных антенн. // Электромагнитные волны и электронные системы, 2019, №4 –С. 46-53
3. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Морозов Е. Ю., Ушаков С. Н Анализ детерминированного подхода к определению координат и угловой ориентации бортовых пеленгаторных антенн на основе экспериментальных данных. // Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2020, том 4. – С.150-155
4. Виноградов А. Д., Востров А. Ю., Дмитриев И. С. Максимально правдоподобный алгоритм определения координат и угловой ориентации бортовой пеленгаторной

антенны по результатам радиопеленгования реперных источников радиоизлучения.
// Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь», 2019, том 4. – С. 34-52

REFERENCES

1. Vinogradov A. D., Minin L. A., Morozov E. Yu. N. Deterministic approach to the solution of the problem of determining the coordinates and angular orientation of the onboard direction finding antenna based on the results of radio direction finding. // Information-measuring and control systems. - Moscow, 2019 . - Vol. 17, No. 2. - P.5-23 . - ISSN 2070-0814 . - 1,2 p.l.
2. Vinogradov A. D., Minin L. A., Morozov E. Yu., Ushakov S. N. Deterministic approach to solving the problem of determining the coordinates and the angular orientation of the on-board direction-finding antenna based on the results of radio direction-finding. // Information-measuring and Control Systems, 2019, No. 2, P.46-53
3. Vinogradov A. D., Minin L. A., Morozov E. Yu., Ushakov S. N. Local goniometrical systems for determining the coordinates and the angular orientation of the onboard direction-finding antennas. // Electromagnetic Waves and Electronic Systems, 2019, No. 4. – P.150-155
4. Vinogradov A.D., Vostrov A. Yu., Dmitriev I. S. Maximum-likelihood algorithm of determining on-board direction-finder antenna coordinates and angular orientation based on radio directionfinding of reference radio-emission sources. // Collection of the works of XXV International Scientific and Technical Conference “Radiolocation, Navigation, Communications”, 2019, Vol. 4. – 34-52

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

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

Том 2

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 12.04.2024. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 28,1. Тираж 60 экз. Заказ 218

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



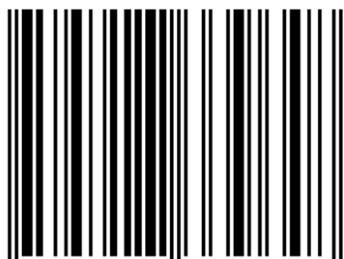
Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
<https://rlnc.ru>

и в группе ВКонтакте:
<https://vk.com/rlnrcru>

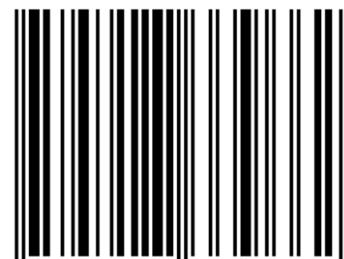
e-mail конференции:
info@rlnc.ru

ISBN 978-5-9273-3964-8



9 785927 339648

ISBN 978-5-9273-3966-2



9 785927 339662